ORSAY
Série A. N°
N° d'ordre : 52

THESES

présentées

A LA FACULTE DES SCIENCES

DE L'UNIVERSITE DE PARIS

CENTRE D'ORSAY

pour obtenir le titre de Docteur de l'Université
(mention Sciences)

par

Léon MELARD

1ère Thèse : Etude et réalisation d'un pilote hyperfréquence de haute stabilité pour l'accélérateur linéaire à électrons d'Orsay.

2ème Thèse : Propositions données par la Faculté

Soutenues le 29 Juin 1967 devant la Commission d'Examen

M. DELCROIX : Président

MM. HAISSINSKI: Examinateurs
BRUNET

1967

RI-67/9
Mai 1967.

T H E S E S

présentées

A L A F A C U L T E D E S S C I E N C E S

D E L ' U N I V E R S I T E D E P A R I S

C E N T R E D ' O R S A Y

pour obtenir le titre de Docteur de l'Université
(mention Sciences)

par

Léon MELARD

lère Thèse : Etude et réalisation d'un pilote hyperfréquence de haute stabilité pour l'accélérateur linéaire à électrons d'Orsay.

2ème Thèse : Propositions données par la Faculté

Soutenues le devant la Commission d'Examen

M. DELCROIX : Président

MM. HAISSINSKI : Examinateurs
BRUNET

RI-67/9
Mai 1967.

Ce travail a été effectué au Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire d'Electrons à la Faculté des Sciences d'Orsay.

Je tiens à remercier plus particulièrement, Monsieur le Professeur A. Blanc-Lapierre, Directeur du Laboratoire, et Monsieur Burnod, Chef des Services Accélérateur pour la possibilité qu'ils m'ont donnée de réaliser cet appareil et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Lhéritier qui a dirigé ce travail, et à Monsieur Brunet pour l'aide constante, les conseils et les encouragements qu'ils m'ont apportés tout au long de cette étude.

Je remercie également les services de Messieurs Costa et Deudon pour la réalisation des pièces mécaniques.

Enfin je remercie Monsieur Moreau, mécanicien, pour le montage de l'ensemble et la réalisation de certaines parties mécaniques, et Monsieur Chaput, technicien qui a exécuté une partie des montages électroniques et m'a apporté son concours lors de l'expérimentation.

Je tiens aussi à remercier l'équipe des opérateurs de l'accélérateur pour les remarques concernant le fonctionnement de ce pilote.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546604_0102

ETUDE ET REALISATION D'UN PILOTE HYPERFREQUENCE DE HAUTE STABILITE POUR L'ACCELERATEUR LINEAIRE D'ORSAY

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS

CHAPITRE I : IMPORTANCE DE LA FREQUENCE DANS L'ACCELERATEUR 3

I.1 Sur une section

I.1.1. Tolérance sur la fréquence d'accord 4

I.1.2. Tolérance sur la fréquence de fonctionnement 5

I.2 Sur un ensemble multisections 11

I.2.1. Bande de réglage de la fréquence 11

I.2.2. Variation de la fréquence 12

CONCLUSION 16

CHAPITRE II :CHOIX DE LA SOLUTION 17

II.1 Rappels 18

II.1.1 Sur les oscillateurs 18

II.1.2.Sur le facteur de stabilisation 20

II.2 Pilote à un étage 21

II.3 Pilote à deux étages 22

II.3.1 Maître oscillateur 22

II.3.2 Séparateur 31

CHAPITRE III:REALISATION PRATIQUE 32

III.1 Maître oscillateur 33

III.1.1 Klystron 33

III.1.2 Alimentations du klystron 33

III.1.3 Oscillateur synchroniseur 34

III.1.4 Circuit hyperfréquence 34

III.1.5 Lecture et télécommande de fréquence 35

III.2 Alimentation séparateur 36
III.2.1 Rappel 36
III.2.2 Alimentation du filament 39
III.2.3 Alimentation T H T 39
III.2.4 Contrôles 40
III.2.5 Sécurités 40

III.3 Séparateur 40
III.3.1 Klystron 40
III.3.2 Circuit HF d'entrée 41
III.3.3 Circuits HF de sortie 41
III.3.4 Générateur d'impulsions 42
III.3.5 Contrôles 43
III.3.6 Sécurités 43

CHAPITRE IV : RESULTATS EXPERIMENTAUX 44

IV.1 Maître oscillateur 45
IV.1.1 Régulateur de tension alternative 45
IV.1.2 Klystron 45
IV.1.3 Alimentations du klystron 45
IV.1.4 Oscillateur synchroniseur 46
IV.1.5 Télécommande de fréquence 46
IV.1.6 Caractéristiques du signal de sortie 46
IV.1.7 Taux de stabilisation 47

IV.2 Alimentation séparateur 47
IV.2.1 Régulation et ondulation résiduelle 47
IV.2.2 Etablissement de la T H T 48
IV.2.3 Sécurités 48

IV.3 Séparateur 48
IV.3.1 Klystron amplificateur 48
IV.3.2 Circuit HF d'entrée 49
IV.3.3 Circuits HF de sortie 49
IV.3.4 Générateur d'impulsions 49
IV.3.5 Sécurités 50
IV.3.6 Caractéristiques du signal de sortie 50

CONCLUSION 51

REFERENCES

LISTE DES FIGURES ET PHOTOS

AVANT PROPOS

Le principe de fonctionnement d'un accélérateur linéaire est l'intéraction d'un faisceau de particules (électrons, positrons,protons) avec une onde électromagnétique qui se propage le long de la structure accélératrice avec une vitesse de phase v_φ .

L'accélérateur linéaire à électrons d'Orsay est formé d'un guide à structure périodique fractionné en un certain nombre de sections accélératrices identiques. Chaque section est elle même formée par un empilage de 240 cavités.

Les particules émises par un canon pendant des impulsions courtes (entre 0,5 et 2 μ secondes) sont envoyées dans un rassembleur.

A la sortie du rassembleur les électrons ont une vitesse qui est voisine de celle de la lumière ($v = 0{,}99\ c$ pour une énergie de 2 à 3 MeV) et sont groupés en phase par petits paquets (inférieurs à 20°)

Dans les sections accélératrices qui suivent, on règle donc la fréquence de l'onde électromagnétique pour que sa vitesse de phase v_φ soit égale à c.

Une variation ou une modulation de la fréquence modifie v_φ donc détruit le synchronisme et amène une baisse des caractéristiques de la machine (diminution de l'énergie, augmentation du spectre"courant énergie")

Il est donc nécessaire que la fréquence réponde à certains impératifs pour que le rendement maximum de l'accélérateur soit atteint.

L'étude et la réalisation d'un pilote hyperfréquence de haute stabilité est l'objet de cette thèse ; elle comprend quatre parties : un premier chapitre rappelle l'importance et les impératifs auxquels doit répondre la fréquence dans l'accélérateur linéaire d'Orsay. Au deuxième chapitre après avoir montré les raisons qui nous ont fait choisir un pilote à deux étages (maître oscillateur en continu suivi d'un étage séparateur) , plutôt qu'un pilote à un étage, nous étudierons les différentes solutions possibles pour la réalisation du maître oscillateur et du séparateur. Le troisième chapitre sera consacré à la réalisation pratique du pilote : maître oscillateur composé d'un klystron reflex en contrôle automatique de fréquence, à discriminateur de phase à fréquence intermédiaire avec détection synchrone, suivi d'un étage amplificateur à klystron. Au quatrième chapitre nous étudierons les résultats expérimentaux obtenus.

C H A P I T R E I

IMPORTANCE DE LA FREQUENCE DANS L ' ACCELERATEUR

I - IMPORTANCE DE LA FREQUENCE DANS L'ACCELERATEUR

L'exemple choisi est l'accélérateur linéaire d'électrons d'Orsay, mais les résultats sont généraux dans leurs principes.

I.1 Sur une section :

Chaque structure accélératrice (section) possède un nombre de fréquences de résonances discrètes égal à N + 1 (N nombre de cavités) et chaque mode existe avec une longueur d'onde dans le guide λ_g différente.

Mais le principe de fonctionnement de l'accélérateur impose 3 conditions :

1) le fonctionnement en mode $\pi/2$, c'est à dire que la longueur d'onde dans la structure soit $\lambda_g = 4\ h$ (h hauteur d'une cavité).

2) la vitesse de phase v_φ de l'onde électromagnétique doit être égale à celle de la lumière (sauf dans le rassembleur) ce qui correspond au synchronisme (paquets d'électrons stationnaires relativement à un même état électrique).

3) la loi de variation de la vitesse de groupe doit être déterminée pour avoir la loi de champ électrique axial désirée, c'est à dire avoir une pente donnée sur le diagramme de Brillouin (FIGURE 1) .

Dans l'accélérateur d'Orsay le champ électrique est pseudo-constant comme représenté sur la FIGURE 2 .

La section est donc formée d'une succession de paliers à vitesse de groupe constante et où le champ électrique axial décroit exponentiellement réunis par des tronçons de cavités à cotes variables et où la vitesse de groupe croît.

Ces trois conditions restreignent les fréquences permises ; cependant ces mêmes conditions sont réalisables pratiquement dans une bande de fré-

quences, pour une certaine gamme de température et de serrage des cavités.

Ces paramètres agissent sur la hauteur des cavités, donc produisent une translation verticale de A en A' sur le diagramme de Brillouin (FIGURE 1). La fréquence d'accord des sections est celle qui donne le mode $\pi/2$ c'est le point B'.

Pour avoir le synchronisme il sera nécessaire de faire varier la fréquence pour atteindre le point B'_1.

I . 1. 1 Tolérance sur la fréquence d'accord (Ref.1)

Cette tolérance est imposée par la multiplicité des paliers à vitesse de groupe différente .

Fonctionnant en mode $\pi/2$ pour une hauteur h des cavités, nous avons théoriquement :

$$\lambda_g = 4h$$

v_φ devant être égale à c nous aurons :

$$\lambda_g = \lambda_o$$

λ_o ayant été choisie par le constructeur égale à 10 cm.

Si on trace sur un diagramme FIGURE 3 la courbe de dispersion d'une section avec en abcisse λ_o, en ordonnée c/v_φ , la courbe au voisinage de :

$$\frac{c}{v_\varphi} = 1$$

est assimilable à une droite de pente c/v_g

Le point idéal de réglage est tel que A dans ce cas :

$$\lambda_o = \lambda_g = 4\,h$$

La méthode de réglage des cavités au banc par groupe de 4 réalise la condition :

$$\lambda_g = 4\,h$$

Par contre les tolérances d'usinage, de montage et de mesure conduisent à avoir :

$$\lambda_g \neq \lambda_o$$

Le réglage est donc représenté par le point B sur la droite $\lambda_o / 4\,h = f(\lambda_o)$ du diagramme.

Faire varier la fréquence de réglage revient à déplacer latéralement cette droite parallèlement à elle-même .

Considérons maintenant une section montée, les cavités ont une température et un serrage donnés et le point représentatif est en C sur le diagramme. C'est à dire que les différents paliers à v_g différents sont réglés au mode $\pi/2$ mais à

$$F' \neq F_o$$

Le fonctionnement devant se faire à $v_\varphi = c$, il sera nécessaire de faire varier la fréquence pour satisfaire cette condition. On décrit donc la tangente de C en D .

Nous aurons :

$$\frac{d\,(c/v_\varphi)}{d\,\lambda_o} = \frac{d\,(\lambda'_o / \lambda_g)}{d\lambda_o}$$

$$= \frac{1}{\lambda_g} - \frac{\lambda'_o}{\lambda_g^2} - \frac{d\lambda_g}{d\lambda'_o}$$

Mais on peut relier $\frac{d\lambda_g}{d\lambda'_o}$ à v_g

en effet $v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{2\pi c\, d\left(\frac{1}{\lambda'_o}\right)}{2\pi\, d\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)}$ avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

$$v_g = c\frac{\lambda_g^2}{\lambda'^2_o} \cdot \frac{d\lambda'_o}{d\lambda_g}$$

soit

$$\boxed{\frac{d\left(\frac{c}{v_\varphi}\right)}{d\lambda_o} = \frac{1}{\lambda_g} - \frac{1}{\lambda'_o}\,\frac{c}{v_g}} \qquad (1)$$

Nous voyons donc qu'il faudrait une fréquence différente pour chaque palier pour que le synchronisme soit atteint. Cette condition étant impossible à réaliser, il faut fixer l'écart maximum de fréquence entre D_1 et D_2.

Le point D a pour coordonnées :

$$y_D = 1 = \frac{\lambda'_o}{\lambda_g} + \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{1}{\lambda'_o}\,\frac{c}{v_g}\right)\Delta\lambda'_o$$

d'où $$\Delta\lambda'_o = \lambda'_o\,\frac{1 - \lambda'_o/\lambda_g}{\frac{\lambda'_o}{\lambda_g} - \frac{c}{v_g}}$$

et $$x_D = \lambda'_o + \Delta\lambda'_o = \left(\frac{\frac{c}{v_g} - 1}{\frac{c}{v_g} - \frac{\lambda'_o}{\lambda_g}}\right)\lambda'_o$$

$$x_D = \lambda'_o\left[1 - \frac{v_g}{c}\left(1 - \frac{\lambda'_o}{\lambda'_g}\right)\right]$$

l'écart entre D_1 et D_2 sera donc

$$X_{D2} - X_{D1} = \lambda'_o \left(1 - \frac{\lambda'_o}{\lambda_g} \right) \left[\left(\frac{v_g}{c} \right)_2 - \left(\frac{v_g}{c} \right)_1 \right] \qquad (2)$$

L'écart maximum que l'on se fixe (voir I. 1. 2) est :

$$\frac{X_{D2} - X_{D1}}{\lambda'_o} = \frac{\Delta F}{F} = 1{,}6 \cdot 10^{-5} \qquad (\Delta F = 50 \text{ KHz})$$

soit :

$$\frac{X_{D2} - X_{D1}}{\lambda'_o} = \left[1 - \frac{\lambda o}{4h} \frac{\left(1 + \frac{\Delta \lambda o}{\lambda o} \right)}{\left(1 + \frac{\Delta h}{h} \right)} \right] \left[\frac{1}{vg_2} - \frac{1}{vg_1} \right] \qquad (3)$$

avec $\lambda'_o = \lambda_o + \Delta \lambda_o$

$\lambda_g = 4 (h + \Delta h)$

Les tolérances mécaniques sont : $\frac{\Delta h}{h} \leqslant 2.10^{-4}$

Ce qui conduit à $\frac{\Delta \lambda_o}{\lambda_o} \leqslant 3.10^{-4}$

Soit une tolérance sur la fréquence d'accord

$$\frac{\Delta F}{F} \leqslant 3.10^{-4}$$

$$\Delta F = 1 \text{ MHz}$$

Ce qui veut dire que l'on peut choisir la fréquence d'accord à $\pm$ 1 MHz de la fréquence idéale, mais qu'une fois ce choix fait, il est né-

cessaire d'accorder toutes les sections sur cette fréquence.

I . 1 . 2 Tolérance sur la fréquence de fonctionnement

Dans le régime synchrone le champ accélérateur "vu " par l'électron central du paquet au point d'abcisse z, dans le cas où le courant est négligeable peut s'écrire (Ref. 2)

$$\varepsilon_a = E\left(z, t_o + \frac{z}{c}\right) \cos \delta(z) \qquad (4)$$

avec

$$\delta_{(z)} = 2\pi F \left[t_o + \frac{z}{c} - \int_o^z \frac{dz}{v\varphi} \right] \qquad (5)$$

Il existe une fréquence F_o qui amène $v\varphi = c$ tout le long de z et alors :

$$\delta(z) = \delta(o) = \text{Constante}$$

c'est le régime synchrone.

Passons maintenant au régime non synchrone :

Soient F fréquence de l'oscillateur

F_o fréquence de résonance du guide accélérateur

T la température de la section

A partir d'un régime à $F = F_o$ on peut passer au régime $F \neq F_o$ soit par suite d'une variation de F, soit par suite d'une variation de F_o par variation de T .

Une variation de température peut toujours être compensée par une variation de fréquence et inversement.

En effet si toutes les cotes d'une cavité sont modifiées dans un même rapport la longueur d'onde de résonance est modifiée dans le même rapport.

Une cavité homogène subissant une dilatation thermique toutes les dimensions sont multipliées par un facteur $(1 + \alpha)$, α étant le coefficient de dilatation linéaire du matériau.

$$\alpha = 17{,}6 \cdot 10^{-6} \text{ par d° pour le cuivre.}$$

Nous aurons $\dfrac{\lambda + \Delta\lambda}{\lambda} = (1 + \alpha)$ par d°

Comme la fréquence et la longueur d'onde sont liées par la relation

$$F = \frac{c}{\lambda}$$

nous en déduisons

$$\frac{\Delta F}{F} = -\frac{\Delta \lambda}{\lambda + \Delta\lambda} = -\frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

comme α est très petit

$$\boxed{\frac{\Delta F}{F} = -\alpha \text{ par d°}}$$

Une variation de 1° amène donc une variation de fréquence de résonance de :

$$\Delta F = -F\ \alpha = 3.10^{9} \text{ Hz} \times 17{,}6 \cdot 10^{-6}$$

$$\boxed{\Delta F \simeq 50 \text{ KHz par d°}}$$

Prenons comme paramètre caractéristique du non synchronisme :

$$\sigma = \frac{\Delta F}{F_o} = \frac{\Delta \omega}{\omega_o} \neq \frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta \omega}{\omega} \quad \text{avec } \Delta F = F - F_o$$

Nous supposerons que σ est toujours suffisamment petit pour que α (atténuation), r (impédance shunt) et Q (facteur de surtension) ne soient pas perturbés.

L'expression (5) devient alors :

$$\delta(z) = \delta(o) + 2\pi F \frac{1}{c} \int_o^z \frac{\Delta v_\varphi}{c}\, dz = \delta(o) + g(z) \qquad (6)$$

avec g(z) angle de glissement dû au non synchronisme

$$g(z) = -2\pi F \frac{1}{c}\int_0^z \sigma \frac{dz}{vg}$$

$$g(z) = -\Delta\omega \int_0^z \frac{dz}{vg} \qquad (7)$$

et l'angle de glissement total peut s'écrire

$$g(l) = -\Delta\omega\tau$$

soit

$$\boxed{g(l) = -\sigma\omega\tau} \qquad (8)$$

Nous avons tracé FIGURE 4 l'angle de glissement total en fonction du paramètre de non synchronisme σ .

Sur la FIGURE 5 nous avons le rapport $\frac{V}{E(o)l}$ (énergie en régime non synchrone, sur énergie maximum en régime synchrone à courant nul) en fonction de σ .

Ces deux courbes ont été tracées pour les valeurs suivantes :

Champ à l'entrée $E(o) = 10^7$ V/m

Puissance à l'entrée $P(o) = 18$ MW

Puissance résiduelle $P(l) = 2$ MW (pour $i = 0$)

$l = 6{,}1$ mètres

Temps de remplissage $\tau = 1\ \mu s$

$\omega = 2\pi \cdot 3.10^9$ Hertz

Si l'on se fixe une perte maximum d'énergie de 1% , la variation de fréquence doit être inférieure à 50 KHz.

I.2 Sur un ensemble multisections :

I . 2. 1 Bande de réglage de la fréquence

Comme nous l'avons vu en I. 1. 1 les sections sont accordées sur la même fréquence, les seules variations de fréquence nécessaires sont celles

qui permettent d'obtenir le synchronisme quand la température des cavités varie.

La variation de température ne dépassant pas $\pm$ 5° dans les cas les plus défavorables, la bande de réglage nécessaire n'est que de :

$$\Delta F = \pm 250 \text{ KHz}$$

Mais il est nécessaire pour des essais sur des composants de l'accélérateur (sections, ligne de synchronisation, klystrons....) de disposer d'une source hyperfréquence de haute stabilité avec une variation de fréquence de l'ordre de :

$$\Delta F = \pm 1 \text{ MHz}$$

c'est donc cette valeur que nous retiendrons.

I. 2. 2 Variation de la fréquence

Une variation de fréquence sur l'accélérateur complet entraine en plus de la perte d'énergie un élargissement du spectre "courant énergie " dû à deux causes :

I.2.2.1 Variation lente de la fréquence

La puissance nécessaire pour l'excitation des klystrons amplificateurs étant de l'ordre de 5 MW, seul un guide peut transporter cette puissance. Mais la vitesse v_g étant dans un guide différente de c, il se produira un déphasage proportionnel à la distance x, entre la phase de l'onde HF et la phase du faisceau (FIGURE 6).

Calculons ce déphasage en considérant que le faisceau et l'onde HF vont dans le même sens.

Soit Φ_o la phase de l'onde HF au point 0

La phase de l'onde HF au point x sera :

$$\Phi_x = \Phi_o - \beta_g x$$

β_g constante de propagation dans la ligne de synchronisation.

(9)

Si la phase du faisceau à la sortie du rassembleur est

$$\varphi = \Phi_o + \theta \qquad (10)$$

θ angle de phase caractéristique du faisceau

La phase du faisceau au point x sera :

$$\varphi_x = \Phi_o + \theta - \frac{\omega}{c} x \qquad (11)$$

et

$$\delta = \varphi_x - \Phi_x \qquad (12)$$

$$\delta = \theta + x \left(\beta_g - \frac{\omega}{c} \right) \qquad (13)$$

et

$$\frac{d\delta}{d\omega} = \frac{d\theta}{d\omega} + x \left(\frac{d\beta_g}{d\omega} - \frac{1}{c} \right) \qquad (14)$$

$\frac{d\theta}{d\omega}$ ne dépend pas du guide de synchronisation.

Nous aurons donc :

$$\frac{d\delta}{d\omega} = x \left(\frac{1}{v_g} - \frac{1}{c} \right) \qquad (15)$$

avec $\frac{d\beta_g}{d\omega} = \frac{1}{v_g}$

La condition idéale serait

$$\frac{d\delta}{d\omega} = 0 \qquad (16)$$

Ceci peut être satisfait pour $v_g \neq c$, c'est à dire pour une ligne de synchronisation propageant un mode T E M dans le vide ou dans l'air (ligne coaxiale), mais nous avons vu précédemment que seul un guide pouvait convenir pour des questions de puissance.

Il est donc nécessaire que les variations de fréquence soient faibles pour que $d\delta$ reste dans les limites tolérées.

Pour un guide λ_7 à 3000 MHz avec $v_g = 2/3\ c$ nous aurons :

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta\omega} / x = 6.10^{-2} \text{ d° /0,1 MHz / mètre.}$$

La FIGURE 7 représente la courbe $\delta = f(\Delta F)$ pour différentes longueurs.

Voyons maintenant l'influence de ce déphasage δ sur la largeur du spectre " courant énergie "

On peut faire une construction de Fresnel pour les phases des différentes sections, en prenant pour référence la phase à l'entrée de la section 1 (FIGURE 8)

Le déphasage étant proportionnel à la distance x et chaque section ayant même longueur, les phases s'inscrivent sur un cercle.

Nous aurons alors :

$$\Delta = \frac{\delta}{2}$$

Δ angle de la droite d'énergie équivalente à l'ensemble des sections par rapport à l'origine .

Nous aurons pour l'étendue relative du spectre (Ref. 2)

a) dans le cas où $\frac{\pi}{2} > |\Delta| > \frac{\theta}{2}$

$$S_r = 2 \operatorname{tg} \Delta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \qquad (17)$$

b) dans le cas où $|\Delta| < \frac{\theta}{2}$

$$S_r = \frac{\theta^2}{8} + \frac{1}{2}\Delta(\Delta + \theta) \qquad (18)$$

Nous aurons les courbes :

FIGURE 9 $S_r = f(\Delta)$

FIGURE 10 $S_r = f(\Delta F)$

pour $\theta = 16°$

Par exemple pour $\Delta F = 50$ KHz et $x = 250$ mètres, nous trouvons :

$$\delta = 7,5° \quad \text{soit} \quad \Delta = 3,75°$$

et $$S_r = 2,5\ \%$$

I.2.2.2 Variation rapide de fréquence

Les effets précédents (dûs à une variation lente de fréquence) sont compliqués par les régimes transitoires (modulation de fréquence de l'impulsion).

Le problème est difficile à analyser, mais l'effet principal est un élargissement du spectre.

Dans une section accélératrice, le temps de remplissage est relativement long et les électrons se propageant à la vitesse c "remontent " l'impulsion, qui elle se propage à la vitesse v_g . Ils voient donc une moyenne de la modulation.

Par contre dans le rassembleur, le temps de remplissage est court et la modulation se retrouve sur les paquets, ce qui amène une modulation de phase.

Considérons une variation linéaire de fréquence dans l'impulsion de courant .

$$\Delta f = a\, t \tag{19}$$

Soit sur toute l'impulsion

$$\Delta f = a\tau \tag{20}$$

τ durée de l'impulsion

La variation de phase est donnée par

$$\Delta \Phi = 2\pi \int_0^{\tau} a\, t\, dt \tag{21}$$

$$\Delta \Phi = 2\pi a \left[\frac{t^2}{2}\right]_0^{\tau} = 2\pi \cdot \frac{a}{2} \cdot \tau^2 \tag{22}$$

Mais $$a = \frac{\Delta f}{\tau}$$

$$\Delta\Phi = 2\pi\,\Delta f\,\frac{\tau}{2} \qquad (23)$$

Si on tolère une variation du spectre de 1 % , ceci correspond à une modulation de phase :

$$\Delta\Phi = 8° = 0{,}14 \text{ radian.}$$

Avec $\tau = 1{,}5\ 10^{-6}$ seconde

$$\Delta f = 30 \text{ KHz}$$

CONCLUSION

Cette étude nous a permis de fixer les impératifs de la fréquence :

1°) La bande de réglage doit être :

$$\Delta F \geqslant \pm 1 \text{ MHz}$$

2°) L'élargissement du spectre dû à la ligne de synchronisation fixe la stabilité à long et moyen terme.

Pour un élargissement maximum de 1 % nous avons :

$$\Delta F < 10 \text{ KHz}$$

soit

$$\frac{\Delta f}{F} = 3.\ 10^{-6}$$

3°) La modulation en phase devant être inférieure à 8° pour un temps $\tau = 1{,}5\ 10^{-6}$ seconde, la modulation de fréquence sera :

$$\Delta f' < 30 \text{ KHz}$$

et en prenant un facteur de qualité pour tenir compte de la modulation de phase des klystrons amplificateurs

$$\Delta f' < 3 \text{ KHz}$$

Soit

$$\frac{\Delta f'}{F} = 10^{-6}$$

C H A P I T R E I I

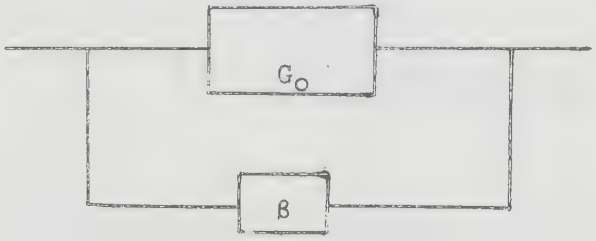
CHOIX DE LA SOLUTION

II - CHOIX DE LA SOLUTION

II. 1 Rappels :

II. 1. 1 Sur les oscillateurs

Considérons le circuit suivant :



composé d'un amplificateur avec une boucle de réaction ;

Le gain sans réaction est :

$$G_o$$

Avec réaction, il est :

$$G = \frac{G_o}{1 - \beta G_o} \qquad (24)$$

Traçons la variation de βG_o en fonction de la fréquence dans le plan complexe (FIGURE 11 a)

Pour qu'un amplificateur soit stable pour toutes les fréquences, il est nécessaire que la courbe βG_o en fonction de la fréquence n'entoure pas le point + 1,0 .

Pour un oscillateur l'accrochage ne se produira que quand le point + 1,0 sera dans le domaine de la courbe.

La condition d'oscillation sera

$$\beta G_o \geqslant 1 \qquad (25)$$

βG_o peut se mettre sous la forme

$$\beta G_o = - r e^{j\varphi} \qquad (26)$$

l'oscillation se produira pour

$$\varphi = 0$$

Dans le cas où la boucle de réaction est formée par une cavité à haute surtension nous aurons pour la pulsation ω des oscillations

$$\omega = \omega_o$$

ω_o pulsation de résonance de la cavité à haute surtension

Une variation de fréquence sera d'autant mieux rattrapée que la pente de la variation de la phase sera plus grande (FIGURE 11 b).

Pour les petits écarts de fréquence la variation de la phase autour de F_o peut être représentée par une équation de la forme

$$\varphi = \frac{2 Q_o}{F_o} (F - F_o) \qquad (27)$$

La pente de la courbe au point F_o étant

$$p = \frac{2 Q_o}{F_o} \qquad (28)$$

Nous voyons que plus le facteur de surtension du circuit est grand et plus la stabilité de fréquence est bonne.

Si nous prenons la différence de fréquence entre le point pour lequel la transmission $\gamma (\omega)$ de la cavité est égale à la moitié de la transmission $\gamma (\omega_o)$ à la résonance, nous aurons :

$$2 \Delta f_o = \frac{F_o}{Q_o}$$

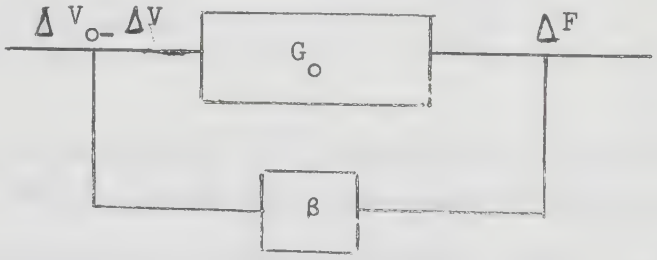
$$\boxed{\frac{2 \Delta f_o}{F_o} = \frac{1}{Q_o}} \qquad (29)$$

Nous pourrons ainsi caractériser le circuit considéré.

II ; 1. 2 Sur le facteur de stabilisation

Dans un klystron reflex , une variation de fréquence peut quelle qu'en soit la cause être considérée comme une variation de la tension réflecteur.

On peut considérer l'oscillateur comme un appareil qui transforme une variation de tension ΔV_o en une variation de fréquence ΔF_o



et $$\Delta F_o = G_o V_o$$

Une variation de fréquence $\Delta F_o = G_o \Delta V_o$ de l'oscillateur non stabilisé est réduite à la valeur ΔF par le montage stabilisateur, celui-ci produit une tension d'erreur $\Delta V = \beta \Delta F$ qui va réduire l'écart ΔV_o de tension reflecteur à la valeur ($\Delta V_o - \Delta V$)

Le facteur de stabilisation est défini de la façon suivante

$$S = \frac{\Delta F_o}{\Delta F} \qquad (30)$$

ΔF_o variation de fréquence de l'oscillateur non stabilisé dûe à une variation ΔV_R de la tension reflecteur.

ΔF variation de fréquence de l'oscillateur stabilisé dûe à une même variation ΔV_R de la tension reflecteur.

La puissance délivrée par le pilote doit être de l'ordre du kilowatt, ceci pour permettre l'excitation du préamplificateur de l'accélérateur (puissance d'excitation 800 W) . Cette puissance est d'autre part nécessaire pour certains essais sur les sections, les klystrons, le guide de synchronisation HF.

Deux solutions se présentent pour la réalisation du pilote :

II. 2 Pilote à un étage

Dans le montage auto-oscillateur à un étage, pour éviter qu'une variation de la charge entraine une variation de fréquence, il est nécessaire de découpler celui-ci de l'utilisation.

La puissance de sortie de l'oscillateur doit être supérieure de 4 à 5 fois à celle nécessaire à l'utilisation.

Ce qui dans notre cas nous conduit à 5 kilowatts.

Ceci est réalisable, mais au prix d'alimentation considérable et très couteuse.

On peut travailler en impulsions et réduire la puissance moyenne dans de grandes limites.

Mais la production de puissance crête entraine des changements importants des caractéristiques du tube oscillateur.

Nous voyons que fournir de la puissance crête et obtenir une bonne stabilité en fréquence sont deux données pratiquement incompatibles.

Envisageons un oscillateur formé d'un amplificateur avec une boucle de réaction comprenant une cavité à haute surtension (FIGURE 12)

L'équation 29 nous donne

$$Q_o = \frac{F_o}{2\,\Delta f}$$

Pour $\Delta f = 25$ KHz, par exemple, nous aurions :

$$Q_o = \frac{3.\ 10^9}{2 \times 2{,}5\ .10^4}$$

$$Q_o = 60\ 000$$

Ce facteur de surtension est réalisable, mais il faut tenir compte du temps de remplissage de cette cavité qui est donné par :

$$\tau = \frac{2Q_o}{\omega_o} \qquad (31)$$

Pour notre exemple

$$\tau = \frac{2 \times 60\ 000}{2 \times 3.10^9}$$

$$\tau = 6\ \mu s.$$

La limite se situe vers un temps de remplissage de la cavité de 3 µ secondes. Ceci suppose que l'impulsion de tension appliquée au tube oscillateur soit d'au moins 10 µ secondes , pour que l'impulsion de tension du tube préamplificateur puisse être centrée sur le plat de celle du pilote.

La stabilisation, dans ce cas ne serait que de $0{,}8\ 10^{-5}$ ce qui est insuffisant pour notre problème.

II . 3 Pilote à deux étages

Le pilote se compose dans ce cas :

- d'un étage maître oscillateur en régime continu à faible niveau
- d'un étage séparateur ou amplificateur.

II . 3. 1 Maître oscillateur

Nous allons étudier les diverses solutions possibles pour la réalisation du maître oscillateur

II. 3. 1. 1 Montages employant comme organes de stabilisation une cavité à haute surtension

a) Amplificateur avec boucle extérieure de réaction (klystron, tube à onde progressive)

Le schéma du montage est identique à celui du paragraphe II.2 (FIGURE 12)

Travaillant en régime continu, nous ne sommes plus limités par le temps de remplissage de la cavité. Pour obtenir :

$$\Delta F < 10 \text{ KHz}$$

il faut

$$Q_o > \frac{F_o}{2 \Delta F}$$

$$Q_o > 150\,000$$

Ce facteur de surtension n'est pas réalisable avec des cavités travaillant à la température ordinaire

Des essais ont été effectués avec, comme amplificateur un tube à onde progressive de 30 db de gain (puissance de sortie maximum 10 Watts)

Le facteur de surtension était à la température ordinaire de 25° C de 50 000 . Dans l'azote liquide il était de 90 000 . Le facteur de transmission à l'accord était de - 22 db.

Nous avons obtenu comme stabilité

- à court terme 5.10^{-6}
- à long terme 10^{-9}

ce qui était insuffisant dans notre cas.

Il était nécessaire de prévoir une installation frigorifique et de placer la cavité dans une enceinte à parois adiabatiques.

b) Klystron en montage S T A L O avec une cavité à haute surtension (FIGURE 13) (Ref. 3 et 4)

Le principe de stabilisation est de fermer l'oscillateur sur une charge telle que sa susceptance varie rapidement avec la fréquence et

dans un sens tel qu'elle tende à s'opposer à toute variation de fréquence de l'oscillateur.

Une charge présentant ces caractéristiques peut être réalisée au moyen d'une cavité à haute surtension. Pour que le sens de variation soit correct, on montre que la longueur de la ligne de couplage doit être un nombre entier de demi-longueur d'onde entre l'oscillateur et la cavité.

Nous voyons alors sur la FIGURE 13 qu'une variation de fréquence ΔF_o amenée par une variation de susceptance ΔB, en l'absence de stabilisation est réduite à ΔF par la stabilisation.

Le taux de stabilisation d'un tel montage est donné par :

$$S = \frac{\left[1 + \left(\frac{r_k}{r_s}\right)^2 \frac{Q_{os}}{Q_{oK}}\right]}{\left[1 + \left(\frac{r_k}{r_s}\right)^2\right]} \qquad (32)$$

avec r_k couplage de la cavité klystron

r_s couplage de la cavité de stabilisation

Q_{oK} coefficient surtension à vide de la cavité klystron (y compris l'amortissement causé par le couplage au circuit d'utilisation)

Q_{os} coefficient surtension à vide de la cavité de stabilisation.

La valeur limite du taux de stabilisation est :

$$S_{lim} = \frac{Q_{os}}{Q_{oK}} \qquad (33)$$

Par exemple pour $Q_{os} = 40\,000$ et $Q_{oK} = 400$

$$S_{lim} = 100$$

Le problème de la régulation de la température de la cavité se pose également pour éviter une dérive de la fréquence.

Pour une cavité en cuivre, par exemple, il sera nécessaire que la température soit régulée à mieux que $\pm$ 0,1° pour que la fréquence ne varie pas de plus de $\pm$ 5 KHz (pour le cuivre Δf = 50 KHz pour Δt = 1°).

La stabilité de ces montages est comprise entre 10^{-5} et 10^{-6} à court terme.

c) Cavité en reflection (ou montage de Pound) FIGURE 14 (Ref. 5. 6)

Un té magique forme un pont de comparaison entre les réflexions d'une cavité et celles d'une ligne en λ /8 fermée sur un court circuit.

Arrivant par le bras H du té, l'onde incidente se divise en deux parties égales ; l'une se dirige vers la cavité, l'autre se dirige vers le court-circuit.

Loin de la résonance, la cavité se comporte comme un court-circuit; l'onde réfléchie est en quadrature de phase avec celle qui est réfléchie par le court circuit.

Les deux détecteurs identiques A et B fournissent des tensions égales car ils reçoivent des ondes d'amplitudes égales. Il en est de même à la résonance, car le coefficient de la cavité est réel. De part et d'autre de la résonance ce coefficient de réflexion présente une partie imaginaire positive ou négative suivant la fréquence. L'onde réfléchie de la cavité est donc déphasée par rapport à celle venant du court circuit. Nous aurons donc une différence d'amplitude entre les ondes se dirigeant vers les cristaux et une différence de tension détectée qui dépendra de l'écart ΔF en fréquence de l'oscillateur par rapport à la cavité. Le sens de la différence de tension dépendra du signe de ΔF .

La courbe représentant les variations de tension entre les deux cristaux en fonction de la fréquence est une caractéristique de discrimination.

On peut montrer que la puissance P_A arrivant sur le cristal A est de la forme :

$$P_A = \frac{P_o}{2} \cdot \frac{1 + (\beta + \sigma Q_o)^2}{(\beta + 1)^2 + (\sigma - Q_o)^2} \qquad (34)$$

et sur le cristal B :

$$P_B = \frac{P_o}{2} \cdot \frac{1 + (\beta - \sigma Q_o)^2}{(\beta + 1)^2 + (\sigma Q_o)^2} \qquad (35)$$

β coefficient de couplage de la cavité

P_o puissance incidente sur le discriminateur

$\sigma = \frac{F - F_o}{F_o}$ écart relatif de la fréquence F du générateur avec la fréquence de résonance de la cavité F_o

Q_o coefficient de surtension de la cavité.

Les deux courbes donnant P_A et P_B en fonction de la fréquence sont symétriques par rapport à la fréquence de résonance, où $\sigma Q_o = 0$

Si on admet une détection quadratique la différence des tensions détecteés par les cristaux A et B est de la forme :

$$P_A - P_B = P_o \frac{2 \beta \sigma Q_o}{(\beta + 1)^2 + (\sigma Q_o)^2} \qquad (36)$$

La pente p de cette caractéristique en fonction de la fréquence est donnée par :

$$p = \frac{2 \beta \left[(\beta + 1)^2 - (\sigma Q_o)^2 \right]}{\left[(\beta + 1)^2 + (\sigma Q_o)^2 \right]^2} \qquad (37)$$

Pour la fréquence de résonance $\sigma Q_o = 0$ et

$$p_o = \frac{2 \beta}{(\beta + 1)^2} \qquad (38)$$

Cette pente est maximum pour $\beta = 1$ c'est le couplage critique. La discrimination en fonction de la fréquence est alors proportionnelle à Q_o.

Le maximum et le minimum de la caractéristique de discrimination correspondent aux valeurs σQ_o qui annulent la pente p c'est à dire

$$\sigma Q_o = \pm (\beta + 1)$$

pour le couplage critique, nous aurons :

$$\sigma Q_o = \pm 2$$

Soit :

$$\frac{F - F_o}{F_o} Q_o = \pm 1$$

$$\frac{\Delta F}{F_o} = \pm \frac{1}{Q_o}$$

Soit pour l'écart de fréquence total

$$\frac{2\Delta F}{F_o} = \frac{1}{Q_o}$$

Dans ce type de montage la caractéristique de discrimination est sous la forme d'une différence de tension continue entre les deux cristaux détecteurs .

Il sera nécessaire d'amplifier cette tension pour obtenir une amplitude correcte de la tension d'erreur. On sera donc amené à employer un amplificateur continu, ce qui est un inconvénient.

D'autre part les cristaux détecteurs en continu présentent un fort bruit de fond BF pouvant amener une variation de la fréquence de stabilisation.

Ces défauts entrainent une diminution des performances du montage.

On peut supprimer ces défauts en employant des montages où l'onde porteuse est modulée en amplitude. Une tension alternative dont l'am-

plitude est proportionnelle à la dérive de fréquence apparait aux bornes d'un cristal unique. Cette tension est comparée à une tension de référence provenant de l'oscillateur de modulation. Cet artifice permet d'obtenir les performances maximum du montage.

Le facteur de stabilisation peut atteindre 500 à 600 dans ce type de montage, ce qui donne une stabilité de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-7} à court terme.

Comme pour le montage précédent nous retrouvons le problème de la régulation thermique de la cavité.

d) Discriminateur de fréquence en hyperfréquence avec cavité à 2 modes (FIGURE 15)

On utilise une cavité cylindrique dont les modes $T E_{01}$ et $T M_{11}$ ont même fréquence de résonance. On perturbe artificiellement l'un des modes pour décaler un peu sa fréquence. On détecte sur un cristal la puissance fournie par chacun des modes. On se place en des points correspondants à un maximum de l'un et à un minimum de l'autre.

La courbe de la différence des tensions détectées conduit à une caractéristique de discrimination en fonction de la fréquence.

On accorde la cavité par un piston unique.

Le taux de stabilisation est du même ordre de grandeur que celui du paragraphe précédent.

II. 3. 1. 2 Montages employant comme organe de stabilisation un quartz

a) Oscillateurs à quartz suivi d'étages multiplicateurs de fréquence

Ces oscillateurs sont très stables, de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-9} à court terme.

Pour obtenir une variation de fréquence il est nécessaire de faire un compromis entre celle-ci et la stabilité.

En employant les synthétiseurs on peut conserver la stabilité du quartz tout en obtenant une grande variation de la fréquence.

Le principe de la synthèse de fréquence est le suivant :

On forme à l'aide de décades (formées de diviseurs et de multiplicateurs) des sous multiples et des multiples de la fréquence du quartz. Il suffit ensuite d'ajouter les fréquences des décades choisies pour obtenir la fréquence désirée (FIGURE 16). Cette fréquence est ensuite multipliée par des multiplicateurs à varactors.

L'inconvénient des synthétiseurs est de délivere un signal de sortie riche en harmoniques. De plus la télécommande de la fréquence est compliquée

b) Discriminateur de phase à fréquence intermédiaire avec détection synchrone (FIGURE 17)

L'oscillation de référence est fournie par un quartz de très haute stabilité (10^{-8} à court terme)

On obtient une fréquence intermédiaire à 30 MHz par le mélange de l'oscillation du quartz correctement multiplié dans un générateur d'harmoniques avec celle de l'oscillateur à stabiliser.

Cette fréquence intermédiaire est comparée en phase avec un signal provenant d'un oscillateur ajustable à 30 MHz $\pm$ 1 MHz.

La comparaison se fait dans un transformateur différentiel donnant la somme et la différence vectorielles des tensions E_{FI} (fréquence intermédiaire) et $E_{Ref.}$ (fréquence de l'oscillateur ajustable). On obtient un signal d'erreur qui sert à modifier la tension réflecteur du klystron de l'oscillateur à stabiliser.

Nous pouvons calculer la stabilité d'un tel montage

- Fréquence de référence

$F' = N (F \pm \Delta F)$

$F' = 30 (F \pm \Delta F)$ avec N = 30 (doublage et harmonique 15)

Fréquence de l'oscillateur ajustable

$$f' = n (f \pm \Delta f)$$

$$f' = 3 (f \pm \Delta f) \qquad n = 3$$

Soit

$$F_o \pm \Delta F_o = F' - f'$$

$$F_o \pm \Delta F_o = 30 (F \pm \Delta F) - 3 (f \pm \Delta f)$$

$$F_o = 30 F - 3 f$$

et

$$\boxed{F_o = \pm (30 \Delta F + 3 \Delta f)} \qquad (39)$$

Exemple : quartz de référence F = 100 MHz , stabilité 10^{-8}

oscillateur ajustable f = 10 MHz , stabilité 10^{-6}

ΔF_o = 60 Hz.

Soit :

$$\frac{\Delta F_o}{F_o} = \frac{60}{3.10^9}$$

$$\frac{\Delta F_o}{F_o} = 2.10^{-8}$$

Ce qui est une très bonne stabilité. Celle-ci peut être améliorée en plaçant l'oscillateur ajustable dans une enceinte calorifugée et thermostatée.

Dans ce type de montage , nous obtenons une stabilité comparable à celle des oscillateurs à quartz, de plus la variation de fréquence est très souple et sa télécommande est simple. La puissance de sortie est celle du klystron reflex employé, de l'ordre de 100 à 300 mW. En outre le signal de sortie ne comporte pas d'harmoniques.

C'est ce type de maître oscillateur qui a été retenu pour le pilote de l'accélérateur.

II. 3. 2 Séparateur

Le gain de l'étage séparateur doit être au moins de 40 db pour permettre d'obtenir une puissance de sortie de 1000 Watts à partir d'une excitation de l'ordre de 100 mW (maître oscillateur). On dispose de deux types de tubes pour la réalisation de cet étage.

II.3.2.1 Tube à onde progressive

Il y a peu de tubes pouvant délivrer une puissance de l'ordre du kilowatt sur le marché ; de plus ils présentent un rendement faible de 5 à 10 % ce qui conduit à des alimentations de grosses puissances.

II. 3. 2. 2 Klystron

La technique de ces tubes est bien au point actuellement. Leur rendement est relativement élevé, de l'ordre de 30 à 35 % , et leur gain est important : $>$ 40 db .

C'est donc ce type de tube que nous retiendrons comme étage séparateur.

C H A P I T R E I I I

REALISATION PRATIQUE

III - REALISATION PRATIQUE

III . 1 Maître oscillateur

Pour s'affranchir au maximum des variations du secteur alternatif, l'alimentation du maître oscillateur s'effectue par l'intermédiaire d'un régulateur de tension alternative Sorensen.

III. 1. 1 Klystron (FIGURE 18)

C'est un klystron reflex Réthéon RK 5836 à cavités externes. La puissance de sortie maximum au centre de la bande est de 300 milliwatts.

III. 1. 2 Alimentation du klystron

III. 1. 2. 1 Alimentation du filament

Le chauffage du filament se fait en courant continu. La régulation est du type à courant constant pour éviter une surintensité à la mise en route quand le filament est froid et que sa résistance est plus faible, le filament est chauffé sous 7,5 Volts avec un courant de 0,7 Ampère.

III. 1. 2. 2 Alimentation de l'électrode de contrôle

La tension nécessaire pour l'électrode de contrôle est comprise entre -330 et - 350 Volts par rapport à la masse.

L'alimentation est classique elle se compose de deux tubes ballasts (6 A Q 5) en parallèle dont les grilles sont commandées par une pentode (6 A U 6) qui amplifie les écarts de la tension de sortie.

La consommation de l'électrode de controle est de 5 mA.

III. 1. 2. 3 Alimentation du réflecteur

La tension nécessaire pour le réflecteur est de - 650 Volts par rapport à l'électrode de contrôle (soit - 1100 Volts par rapport à la masse).

L'alimentation est du même type que la précédente, mais la puissance à controler étant plus faible un seul tube ballast suffit.

III. 1. 3 Oscillateur synchroniseur (FIGURE 19)

III.1. 3. 1 Quartz de référence

C'est un quartz à 100,933 MHz placé dans une enceinte thermostaté et calorifugée. Sa température de fonctionnement est fixée à 70° C. Un système doubleur amène la fréquence à 201,866 MHz. Sa stabilité est meilleure que 10^{-8} à court terme (quelques secondes) et 10^{-6} à long terme (1 semaine).

Le quartz peut être changé et remplacé par un autre dont la fréquence est comprise entre 100 et 120 Mhz.

III. 1. 3 2 Mélangeur à cristal et générateur d'harmoniques

On obtient la fréquence intermédiaire à 30 MHz dans un mélangeur à cristal par la comparaison de la fréquence du signal à stabiliser et de celle, correctement multipliée par un générateur d'harmoniques, du quartz de référence.

III. 1. 3. 3 Circuit à fréquence intermédiaire

Ce circuit comprend un amplificateur à trois étages (6 E J 7) et un limiteur (6 E J 7).

III. 1. 3. 4 Oscillateur ajustable

C'est un oscillateur de Clapps à la fréquence de 10 MHz; cette fréquence est ensuite triplée.

La stabilité de l'oscillateur est de 5.10^{-7} à court terme, il est placé dans une enceinte calorifugée et thermostatée.

III. 1. 3. 5 Comparaison de phase (FIGURE 20)

La comparaison de phase se fait dans un transformateur différentiel qui donne la somme et la différence vectorielle entre les tensions E_{FI} (fréquence intermédiaire) et $E_{Ref.}$ (fréquence de l'oscillateur ajustable). La tension d'erreur sert ensuite à modifier la tension reflecteur du klystron.

III. 1. 4 Circuits hyperfréquences (FIGURE 21)

La puissance nécessaire (de l'ordre de 100 à 150 µW) au mélangeur à cristal est prélevée par un coupleur coaxial de - 33 db sur la voie

principale.

Un coupleur de - 26 db prélève sur la voie principale une puissance de l'ordre de 0,8 mW servant, après détection à l'indication de la puissance de sortie du klystron, sur un microampèremètre convenablement gradué et étalonné.

Un troisième coupleur de 17 db prélève dans la voie précédente une puissance de l'ordre de 10 µ watts servant à la "lecture de fréquence"

Dans la ligne de sortie principale, on trouve un atténuateur variable et étalonné de 0 à 30 db ainsi qu'une ligne unidirectionnelle qui isole le klystron de l'utilisation.

III. 1. 5 Lecture et télécommande de fréquence

III. 1. 5. 1 Lecture de fréquence (FIGURE 22 a)

La lecture en local s'opère en prélevant le signal HF "lecture de fréquence" disponible sur l'arrière du maître oscillateur. Dans une lecture en distance on ne peut transporter ce signal HF sur de grandes longueurs car l'atténuation des câbles coaxiaux est telle que la puissance serait insuffisante pour une lecture.

On place donc la tête hyperfréquence d'un compteur numérique Hewlett Packard dans le maître oscillateur et on lui connecte le signal de lecture. On ne transporte donc en distance que le signal à la fréquence de battement, comprise entre 0 et 50 MHz, ce qui se fait facilement car l'atténuation des câbles coaxiaux à ces fréquences est beaucoup plus faible qu'à 3000 MHz.

III. 1. 5. 2 Télécommande de fréquence (FIGURE 22 b)

La variation de fréquence se fait en modifiant la valeur du condensateur réglable de l'oscillateur ajustable à 10 MHz.

Un selsyn est relié après démultiplication à l'axe du condensateur.

En local et en distance, on dispose d'une commande agissant sur un autre selsyn relié électriquement à celui de l'oscillateur ajustable.

III . 2 Alimentation séparateur

Elle a été conçue et réalisée par une entreprise extérieure au laboratoire, la société "Sodilec" suivant nos directives.

III. 2. 1 Rappel

Influence des paramètres électriques (Ref. 7)

Les paramètres électriques U_o et I_o du tube peuvent être affectés de variations inhérentes au système producteur (alimentation T H T stabilisée et secteur). A ces variations correspondent deux possibilités de modulation :

a) Modulation de phase due à U_o

b) Modulation d'amplitude ou de niveau.

En ce qui nous concerne la première a plus d'importance que la seconde, le tube excité par le séparateur étant toujours saturé.

III. 2. 1. 1 Influence du paramètre U_o

La modulation de phase est produite par une variation de la durée de transit dans l'espace de glissement.

On rappelle les formules suivantes :

Si U_o est le potentiel accélérateur (U cathode = 0)

la vitesse moyenne est :

$$v_o = \sqrt{2 \frac{|e|}{m} U_o} \qquad (40)$$

une variation ΔU_o dans l'espace de glissement introduit une variation de vitesse telle que :

$$v = v_o \left(1 + \frac{\Delta U_o}{U_o} \sin \omega_M t \right) \qquad (41)$$

ω_M est la pulsation fondamentale de $\Delta U = \Delta U_o \sin \omega_M t + \ldots\ldots$

Le temps moyen de transit τ_m est :

$$\tau_m = \frac{l}{\sqrt{2 \frac{|e|}{m} U_o}}$$

si l = longueur de l'espace de glissement.

et le temps instantané de transit τ_i

$$\tau_i = \frac{1}{v} = \frac{1}{\sqrt{2 \frac{|e|}{m} U_o \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} \sin \omega_m t\right)}} \qquad (43)$$

en supposant $\Delta U_o \ll U_o$

$$\tau_i \simeq \frac{1}{\sqrt{2 \frac{|e|}{m} U_o}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} \sin \omega_m t\right) \qquad (44)$$

La fréquence "instantanée" de signal produit au niveau du collecteur peut être déduite des relations entre phase et temps de transit.

L'angle de phase dans le rhumbatron de sortie est :

$$\varphi = \omega_o t - l' + \frac{l'}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} \sin \omega_m t - \frac{\pi}{2} \qquad (45)$$

l' angle de transit

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega = 2\pi F_o + \frac{l'}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} 2\pi f \cos \omega_m t \qquad (46)$$

f fréquence de la modulation

$$\text{d'où} \quad F = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = F_o + \frac{l'}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} f \cos \omega_m t \qquad (47)$$

d'où la déviation de fréquence :

$$\Delta F = \frac{l'}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} f \cos \omega_m t \qquad (48)$$

soit un indice de modulation :

$$i_m = \frac{\Delta F}{f} = \frac{1'}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} \qquad (49)$$

$$\frac{\Delta F}{F_o} = \frac{1}{2F_o} f1' \frac{\Delta U_o}{U_o} \qquad (50)$$

On voit que $\frac{\Delta F}{F_o}$ sera d'autant plus grande que f sera élevée, aussi conviendra-t-il de filtrer les fréquences élevées constituant le spectre des transitoires du secteur.

a) La tension résiduelle de ronflement de fréquence fondamentale 100 Hz ou 300 Hz selon le montage redresseur utilisé (mono ou triphasé) mais riche en harmoniques 3 . Aussi on prendra f = 1000 Hz comme fréquence de modulation pour le redressement.

Si l'on veut $\frac{\Delta F}{F_o} = 10^{-8}$ afin que la stabilité soit le seul fait de l'oscillateur

$$\frac{\Delta F}{F_o} = \frac{1'}{2x3.10^9} \times 1000 \times \frac{\Delta U_o}{U_o} \qquad \text{en général } 1' \neq 100 \text{ radians}$$

$$10^{-8} = \frac{10^5}{6 \cdot 10^9} \cdot \frac{\Delta U_o}{U_o} \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta U_o}{U_o} = 6 \cdot 10^{-4}$$

b) Les transitoires du secteur non répétitifs qui peuvent avoir des temps de montée T_o de l'ordre de la µ seconde, d'où une fréquence de coupure :

$$F_c = \frac{1}{2T_o} = 500 \text{ KHz}$$

amènent une modulation de fréquence plus importante que celle dûe à la résiduelle ; ce qui nous conduit pour un même $\frac{\Delta F}{F}$ à la valeur :

$$\frac{\Delta U_o}{U_o} \simeq 1,2 \cdot 10^{-6}$$

difficilement réalisable . En prenant pour valeur raisonnable :

$$\boxed{\frac{\Delta U_o}{U_o} = 10^{-4}}$$

on obtient

$$\boxed{\frac{\Delta F}{F_o} = 0,8 \cdot 10^{-6}}$$

III. 2. 1. 2 Modulation d'amplitude

Nous avons la relation entre I_o et U_o

$$I_o = K U_o^{3/2} \qquad \text{K pervéance du tube} \qquad (51)$$

soit

$$P_S = \eta U_o^{5/2}$$

en considérant que le rendement η est constant dans l'intervalle ΔU_o

soit

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{5}{2} \frac{\Delta U_o}{U_o} \qquad (52)$$

dans notre exemple $\boxed{\frac{\Delta P}{P} = 2,5 \cdot 10^{-4}}$

ce qui nous conduit à $\Delta P = 1000 \text{ Watts} \times 2,5.10^{-4}$

$$\Delta P = 0,25 \text{ Watt}.$$

III. 2. 2 Alimentation du filament

Le chauffage du filament se fait en courant continu.

III. 2. 3 Alimentation T. H. T.

Le secteur d'alimentation est du triphasé 380 Volts. Un alternostat ajustable permet de régler la tension avant le transformateur élévateur à la valeur U_o pour des variations importantes $> \pm$ 10 % du secteur

d'alimentation..

Le redressement est hexaphasé.

La régulation comprend deux tubes ballasts (Q B 4/1100) en parallèle commandés par une chaine comprenant 3 doubles triodes 12 A x7 et une penthode E L 84.

La tension de sortie est réglable entre 6000 et 8000 Volts.

III. 2. 4 Contrôles

Des appareils de mesure indiquent :

le courant et la tension de chauffage du filament klystron

- le courant et la tension de la T.H.T appliquée sur la cathode du klystron.
- la tension aux bornes des tubes ballasts.

Une fraction de la T.H.T est disponible sur une prise coaxiale.

III. 2. 5 Sécurités

La mise en route du chauffage général ne peut se faire que si la commande du courant filament klystron est à zéro. Ceci pour éviter une surintensité à la mise en route quand le filament est froid et que sa résistance est plus faible.

La T.H.T. ne peut être appliquée qu'après une temporisation de 3 minutes après l'application du chauffage nominal sur le filament klystron.

Un relais de surtension réglé à U = 8000 Volts et un relais de surintensité réglé à I_{max} + 10 % = 550 mA coupent la T.H.T en cas de dépassement de ces valeurs.

Une sécurité de porte coupe également la T. H. T à l'ouverture de l'armoire.

III. 3 Séparateur :

III. 3. 1 Klystron

C'est un tube Thomson Varian 802 D à 4 cavités

Les caractéristiques sont les suivantes :

- alimentation filament 6,8 V sous 8 ampères en continu
- alimentation T. H. T. entre 6000 et 8000 Volts.avec un courant compris entre 325 et 500 mA.
- pervéance 1.10^{-6}
- rendement $\geqslant$ 33 %
- gain au centre de bande $\geqslant$ 43 db
- bande à 3 db $\geqslant$ 9,5 MHz
- puissance de sortie maximum 1100 Watts.
- puissance d'excitation pour la saturation $\geqslant$ 40 mW
- champ magnétique de focalisation par aimant permanent.
- refroidissement du collecteur et des cavités par air forcé

III. 3. 2 Circuit HF d'entrée (FIGURE 23)

Le circuit est en coaxial, il comprend :

- un coupleur de - 20 db qui prélève une partie de la puissance servant après détection à la mesure de la puissance d'entrée sur un micro-ampèremètre convenablement gradué et étalonné.
- un circuit à porte qui ne laisse passer la puissance nécessaire à l'excitation du klystron que s'il est convenablement polarisé. Le signal de polarisation provient d'un générateur d'impulsion.

III. 3. 3 Circuits HF de sortie (FIGURE 24)

La liaison entre le klystron et le coupleur de sortie se fait par une ligne coaxiale souple 7/8 de pouce (sur prise type E. I. A). Le coupleur de sortie à -10 db est du type à guides ramifiés, il prélève une partie de la puissance pour la voie secondaire.

III. 3. 3. 1 Voie principale

La voie forte puissance est un guide rectangulaire de standard λ 7 .

Un aiguilleur mécanique permet d'envoyer la puissance soit :

- sur la voie de sortie comprenant une ligne unidirectionnelle

permettant d'absorber la puissance réfléchie lorsque accidentellement cette voie serait fermée sur un court-circuit ou sur une charge non parfaitement adaptée.

- sur une charge à eau quand la puissance principale n'est pas nécessaire ou que l'on veut mesurer celle-ci. En effet le circuit de refroidissement de la charge comprend un débimètre étalonné et une mesure, par sonde au platine placée dans un pont de Wheastone , de la température de l'eau à l'entrée et à la sortie de la charge .

La puissance sur cette voie est au maximum de 1000 Watts.

III. 3. 3. 2 Voie secondaire

Cette voie est en coaxial, elle comprend :

- un coupleur de -10 db prélevant une partie de la puissance servant après détection à la mesure de la puissance de sortie du klystron sur un microampèremètre convenablement gradué et étalonné. La lecture ne peut se faire qu'en régime continu. En régime impulsionnel la forme de la tension détectée est disponible sur une prise coaxiale.

- un circulateur à aimant permanent isole cette voie de l'utilisation, en renvoyant la puissance réfléchie sur une charge.

La puissance sur cette voie est au maximum de 100 Watts.

III. 3. 4. Générateur d'impulsions

Celui-ci permet d'obtenir la polarisation nécessaire du circuit de porte placé sur la voie d'excitation du klystron .

Le courant d'ouverture de la porte est de + 250 mA, pendant la fermeture une tension négative de 3v.est appliquée permettant d'obtenir une isolation $>$ 35 db.

Le générateur d'impulsions délivre soit :

- une tension continue pour le régime continu

- des impulsions de largeurs variables entre 0,1 et 2 millisecondes et ceci aux fréquences de répétition de 50, 100, 150 et 300 Hz pour le régime impulsionnel.

Le déphasage relatif des impulsions par rapport au secteur d'alimentation est variable de 0 à 360 ° .

III. 3. 5 Contrôles

Comme nous l'avons vu précédemment on peut contrôler la puissance d'entrée et de sortie du klystron ainsi que la température d'entrée et de sortie de l'eau de la charge principale, mais on effectue d'autres contrôles qui sont la mesure de la température :

- du collecteur et des cavités du klystron
- de l'air refoulé par le ventilateur du collecteur klystron
- de l'air ambiant dans l'armoire séparateur.

III. 3. 6. Sécurités

On rencontre deux types de sécurités :

a) protégeant le klystron : contre une température excessive de son collecteur, en cas d'arrêt de la ventilation et contre un aiguillage incorrect de sa puissance de sortie.

protégeant la charge principale contre un arrêt de la circulation d'eau.

b) ne permettant pas le maintien de la T. H. T. à l'ouverture de l'armoire.

C H A P I T R E I V

RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV - RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV . 1 Maître oscillateur

IV. 1. 1 Régulateurs de tension alternative

La régulation est de $\pm$ 0,1 % pour une variation de secteur de 220 v. $\pm$ 20 %.

IV. 1. 2 Klystron

Nous avons tracé FIGURE 25 la courbe de la variation de la fréquence en fonction de la variation de la tension réflecteur sans système stabilisateur (V_o réflecteur = 665 volts)

Nous trouvons p = 80 KHz / volt.

La puissance de sortie du klystron est de 300 mW

La bande passante de l'ensemble klystron et cavité est :

$\pm$ 0,9 MHz pour -0,2 db
$\pm$ 3 MHz pour - 3 db
} sans reprise de la cavité

Le centre de la bande étant à 2999 MHz.

IV. 1. 3 Alimentations du klystron

	Filament 0,7A.7,5v.	Electrode de contrôle -350 v.	Réflecteur - 650 v.
Régulation pour : V_o $\pm$ 20 %	$\pm$ 1,4 %	$\pm$ 5‰ (5.10^{-3})	$\pm$ 1,5 ‰‰ ($1,5.10^{-4}$)
Ondulation résiduelle	$\pm$ 40 mv	$\pm$ 100 mv	$\pm$ 50 mv

Une variation de $\pm$ 1 v; sur l'électrode de contrôle amène une variation de $\pm$ 0,1 db sur la puissance de sortie du klystron.

IV. 1. 4 Oscillateur synchroniseur

IV. 1. 4. 1 Quartz de référence

Nous avons FIGURE 26 la courbe d'établissement et de dérive de la fréquence du quartz en fonction du temps.

Le régime stable est atteint au bout de 1h.30 et la fluctuation est alors de $\pm$ 1 Hz. (FIGURE 26 b)

IV. 1. 4. 2 Oscillateur ajustable

La FIGURE 27 a donne la courbe d'établissement et de dérive de la fréquence de l'oscillateur ajustable en fonction du temps.

Le régime stable est atteint au bout de 3 heures et la fluctuation est alors de $\pm$ 8 Hz (FIGURE 27 b)

IV. 1. 5 Télécommande de la fréquence

La précision d'affichage, c'est à dire l'obtention d'une fréquence déterminée, est $\leqslant$ 500 Hz.

La répétition d'affichage d'une valeur prédéterminée sur le cadran de télécommance est

- $\leqslant$ 400 Hz en bas de gamme
- $\leqslant$ 600 Hz au centre de gamme
- $\leqslant$ 1 KHz en haut de gamme

IV. 1. 6 Caractéristiques du signal de sortie

La puissance de sortie peut être réglée entre : 0,3 et 280 mW

La modulation de fréquence est $\leqslant$ 2 KHz (f = 100 Hz)

L'ondulation sur la puissance de sortie est de $\pm 10^{-3}$ (f = 100 Hz)

Nous avons sur la FIGURE 28 la courbe d'établissement et de dérive de la fréquence du signal de sortie en fonction du temps.

La stabilité à long terme est

$$\frac{\Delta F}{F} = 10^{-6}$$

Le régime stable est atteint au bout de trois heures. La fluctuation de la fréquence (FIGURE 29) est alors au maximum de $\pm$ 40 Hz ; soit une

stabilité à court terme

$$\frac{\Delta f}{F} \simeq 1{,}3.\ 10^{-8}$$

Le réglage de la fréquence peut se faire entre 2997,400 et 2999,700 MHz

soit $\Delta F' = 2{,}4$ MHz

en prenant la bande à 0,2 db, nous aurons :

$$\Delta F = 1{,}8 \text{ MHz}$$

IV. 1. 7 Taux de stabilisation

Sans régulation, nous avions trouvé comme pente de la caractéristique fréquence - tension réflecteur

$$p = 80 \text{ KHz /volt}$$

Une mesure avec stabilisation nous donne :

$$\Delta f = \pm 25 \text{ Hz pour } \Delta V_R = \pm 15 \text{ volts}$$

soit $p' = 1{,}6$ Hz/ volt

Soit un facteur de stabilisation

$$S = \frac{80.\ 10^3}{1{,}6}$$

$$S \simeq 40000$$

IV. 2. Alimentation séparateur

IV. 2. 1 Régulation et ondulation résiduelle

U_o = 380 V.	Filament 6,8V. 8A.	T H T 6000 à 8000 V .
Régulation pour $U_o \pm$ 10 %	$\pm$ 0,5 %	$\pm$ 0,5.10^{-4}
Ondulation résiduelle	$\pm$ 20 mV	$\pm$ 35 mV

IV. 2. 2. Etablissement de la T H T

Le temps d'établissement est de 80 millisecondes et le dépassement de 20 % pendant un temps de 40 millisecondes

IV. 2. 3. Sécurités

Le temps de coupure dû à une surintensité de

- 50 % (soit 480 mA + 240 = 720 mA) est de 60 ms
- 100% (soit 480 mA x 2 = 960 mA) est de 36 ms

Les seuils sont réglés à :

I_o + 15 % soit I_s = 480 mA + 15 % = 550 mA

U_o + 10 % soit U_s = 7,2 kV + 10 % = 8000 Volts.

IV .3 Séparateurs

IV. 3. 1. Klystron amplificateur

Nous avons :

FIGURE 30 Puissance de sortie klystron en fonction de la puissance filament
(T H T = 7500 volts - P excitation = 40 mW - F = 2999 MHz)

FIGURE 31 Puissance de sortie klystron en fonction de la T H T
(P Filament = 52 Watts - P Excitation = 40 mW - F =2999 MHz)

FIGURE 32 Puissance de sortie klystron en fonction de la fréquence
(P filament =52 Watts - P excitation = 40mW.- THT =7500 V.)

FIGURE 33 Puissance de sortie klystron en fonction de la puissance d'excitation
(P filament =52 watts - THT = 7500volts - F = 2999MHz)

Nous en tirons la valeur du gain maximum à saturation :

$$G_{max} = 44 \text{ db}$$

Bande passante à 0,2 db $\Delta F_1 = 3,5$ MHz

Bande passante à 3 db $\Delta F_2 = 9,5$ MHz

IV. 3. 2 Circuit HF d'entrée

L'insertion du circuit d'entrée est de 1,5 db

Le circuit de porte a une insertion de 0,2 db et une isolation de 37 db

IV. 3. 3 Circuit HF de sortie

IV. 3. 3. 1 Voie principale

L'insertion totale de cette voie est de 1,45 db

IV. 3. 3. 2 Voie secondaire

L'insertion totale de cette voie est de 11,6 db (le couplage du coupleur à guide ramifié étant de 10,5 db)

IV. 3. 4. Générateur d'impulsions

Les caractéristiques sont les suivantes :

- fréquences de répétition 50,100,150, 300 Hz et fonctionnement continu
- largeur des impulsions variable entre 0,1 et 2 millisecondes
- temps de montée 1 µs, temps de descente 7 µs
- dépassement de l'impulsion 1 %
- déphasage des impulsions par rapport au secteur, variable entre 0 et 360 °

IV. 3. 5 Sécurités

La sécurité sur la température collecteur du klystron est réglée à 135° C

Le débit de la charge à eau est de 5 litres minute, la sécurité est réglée à 3 litres minute.

IV. 3. 6 Caractéristiques du signal de sortie

La dynamique de la puissance de sortie pour une variation de la T H T de 5800 à 8000 volts est :

- sur la voie principale 290 à 860 watts
- sur la voie secondaire 28 à 83 watts

Ceci pour une fréquence de 2999 MHz, puissance filament52 Watts et puissance d'excitation de 40 mW correspondant à la saturation.

- ondulation de la puissance de sortie $\pm 2.10^{-3}$
- modulation de fréquence < 4 KHz

La bande passante de l'ensemble pilote est de $\pm$ 0,9 MHz (à 0,2 db)

CONCLUSION

Les résultats obtenus sur le pilote se sont avérés conformes aux prévisions et calculs. La stabilité à court terme est meilleure que celle nécessaire théoriquement pour le fonctionnement sur l'accélérateur, mais elle est précieuse pour certaines mesures fines sur des composants de l'accélérateur (cavités, sections .....)

L'ensemble est construit en double exemplaire pour permettre, en cas de panne éventuelle un changement rapide, et ne pas arrêter trop longtemps le fonctionnement de l'accélérateur.

La durée de fonctionnement dépasse actuellement les 8000 heures.

REFERENCES

1 Marché pour l'étude d'un accélérateur linéaire d'électrons d'énergie 1 BeV (dossier d'étude du guide accélérateur WR 205)
C.S.F. Domaine de Corbeville

2 Brunet - Laboratoire de l'accélérateur linéaire à Orsay)
Etude et réalisation d'un système de réglage automatique des phases hyperfréquences sur un accélérateur linéaire.(Thèse de 3ème cycle)

3 Fagot et Quéna - 1957 Stabilisation d'un klystron reflex par une cavité extérieure à haute surtension. (Congrès Internationnal des Circuits et Antennes Hyperfréquences Tome II session 14 page 395)

4 Miloscvic - 1957 Oscillateur stabilisé (S T A L O). (Congrès Internationnal des Circuits et Antennes Hyperfréquences Tome II session 14 page 403)

5 Montgomery - Technique des mesures en micro-ondes (Editions Chiron)

6 Muller - Institut d'Electronique
Réalisation d'un stabilisateur de fréquence du type Pound en bande S (Thèse de 3ème cycle)

7 Warnecke et Guénard - Tubes à modulation de vitesse (Editions Gauthier-Villars)

LISTE DES FIGURES ET PHOTOS

FIGURE 1 : Diagramme de Brillouin

FIGURE 2 : Variation du champ axial en fonction de Z

FIGURE 3 : Courbe de dispersion d'une section

FIGURE 4 : Angle de glissement total en fonction du paramètre de non synchronisme.

FIGURE 5 : Energie en non synchronisme sur énergie maximum en synchronisme en fonction du paramètre de non synchronisme.

FIGURE 6 : Distribution HF sur l'accélérateur d'Orsay.

FIGURE 7 : Déphasage relatif entre l'onde HF de synchronisation et le faisceau en fonction de la variation de fréquence

FIGURE 8 : Construction de Fresnel pour les énergies des sections

FIGURE 9 : Largeur relative du spectre courant-énergie en fonction de l'angle (pour $\theta = 16°$)

FIGURE 10 : Largeur relative du spectre courant-énergie en fonction de la variation de fréquence.

FIGURE 11 : Variation de βG en fonction de la fréquence a)
Variation de la phase en fonction de la fréquence b)

FIGURE 12 : Oscillateur à boucle extérieure de réaction

FIGURE 13 : Klystron en montage S T A L O

FIGURE 14 : Cavité en réflexion (Montage de Pound)

FIGURE 15 : Discriminateur de fréquence en hyperfréquence avec cavité à 2 modes.

FIGURE 16 : Synthèse de fréquence

FIGURE 17 : Discriminateur de phase à fréquence intermédiaire avec détecteur synchrone

FIGURE 18 : Alimentations du klystron reflex

FIGURE 19 : Oscillateur synchroniseur

FIGURE 20 : Comparaison de phase

FIGURE 21 : Circuit hyperfréquence du maître oscillateur

FIGURE 22 : Lecture de fréquence en distance a)
Télécommande de fréquence b)

FIGURE 23 : Circuit hyperfréquence d'entrée du séparateur

FIGURE 24 : Circuits hyperfréquence de sortie du séparateur

FIGURE 25 : Fréquence en fonction de U réflecteur(klystron raythéon RK 5836)

FIGURE 26 : Dérive en fréquence du quartz de référence du mâitre oscillateur en fonction du temps a)
Fluctuation de la fréquence du quartz du maître oscillateur en fonction du temps b)

FIGURE 27 : Dérive en fréquence de l'oscillateur ajustable du maître oscillateur en fonction du temps a)

Fluctuation de la fréquence de l'oscillateur ajustable du maître oscillateur en fonction du temps b)

FIGURE 28 : Dérive en fréquence du signal de sortie du maître oscillateur en fonction du temps

FIGURE 29 : Fluctuation de la fréquence du signal de sortie du maître oscillateur en fonction du temps

FIGURE 30 : Puissance de sortie du klystron amplificateur en fonction de la puissance du filament

FIGURE 31 : Puissance de sortie du klystron amplificateur en fonction de la T H T

FIGURE 32 : Puissance de sortie du klystron amplificateur en fonction de la fréquence.

FIGURE 33 : Puissance de sortie du klystron amplificateur en fonction de la puissance d'excitation

PHOTOS : 1 - Vue générale du pilote

2 - Vue du séparateur

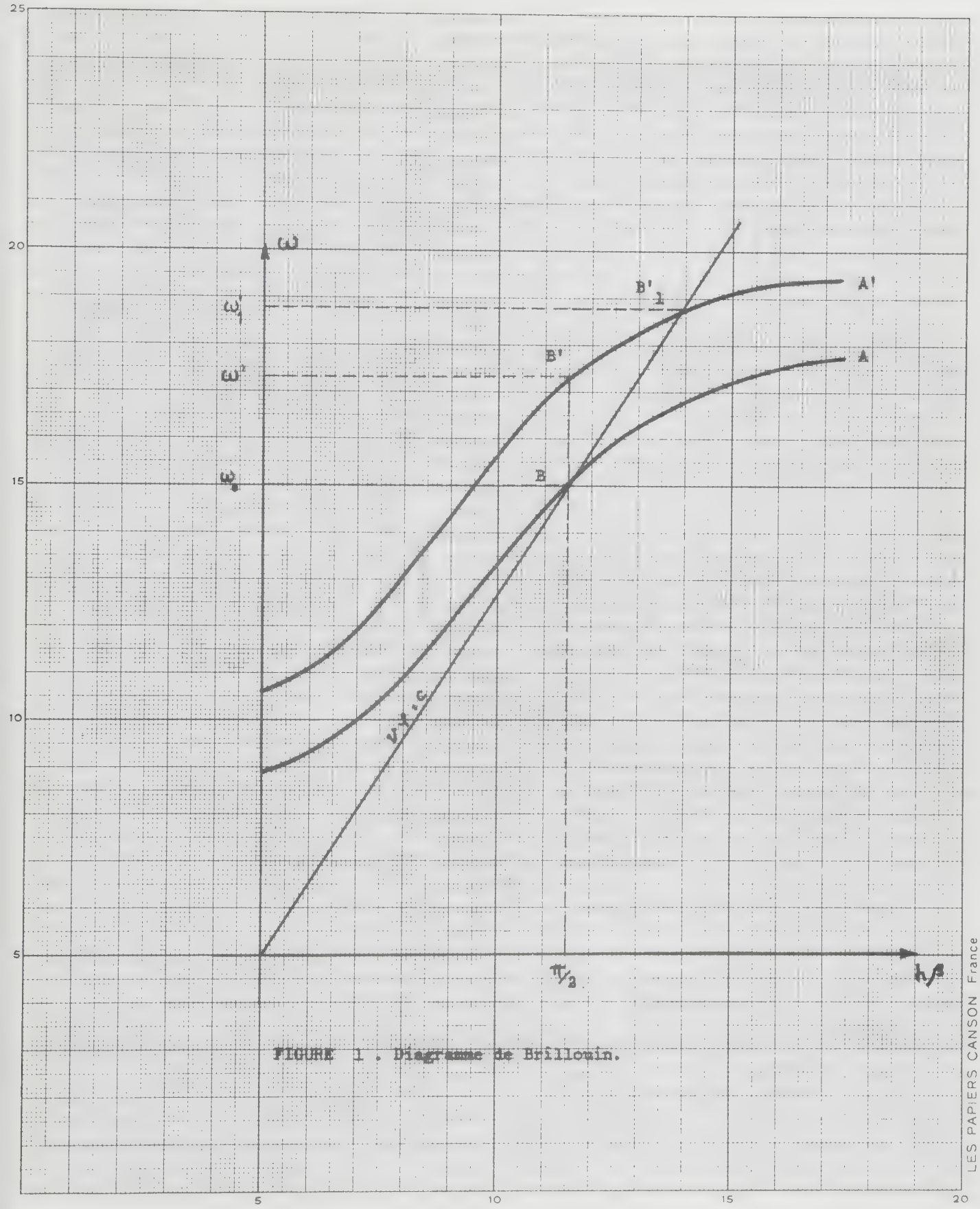
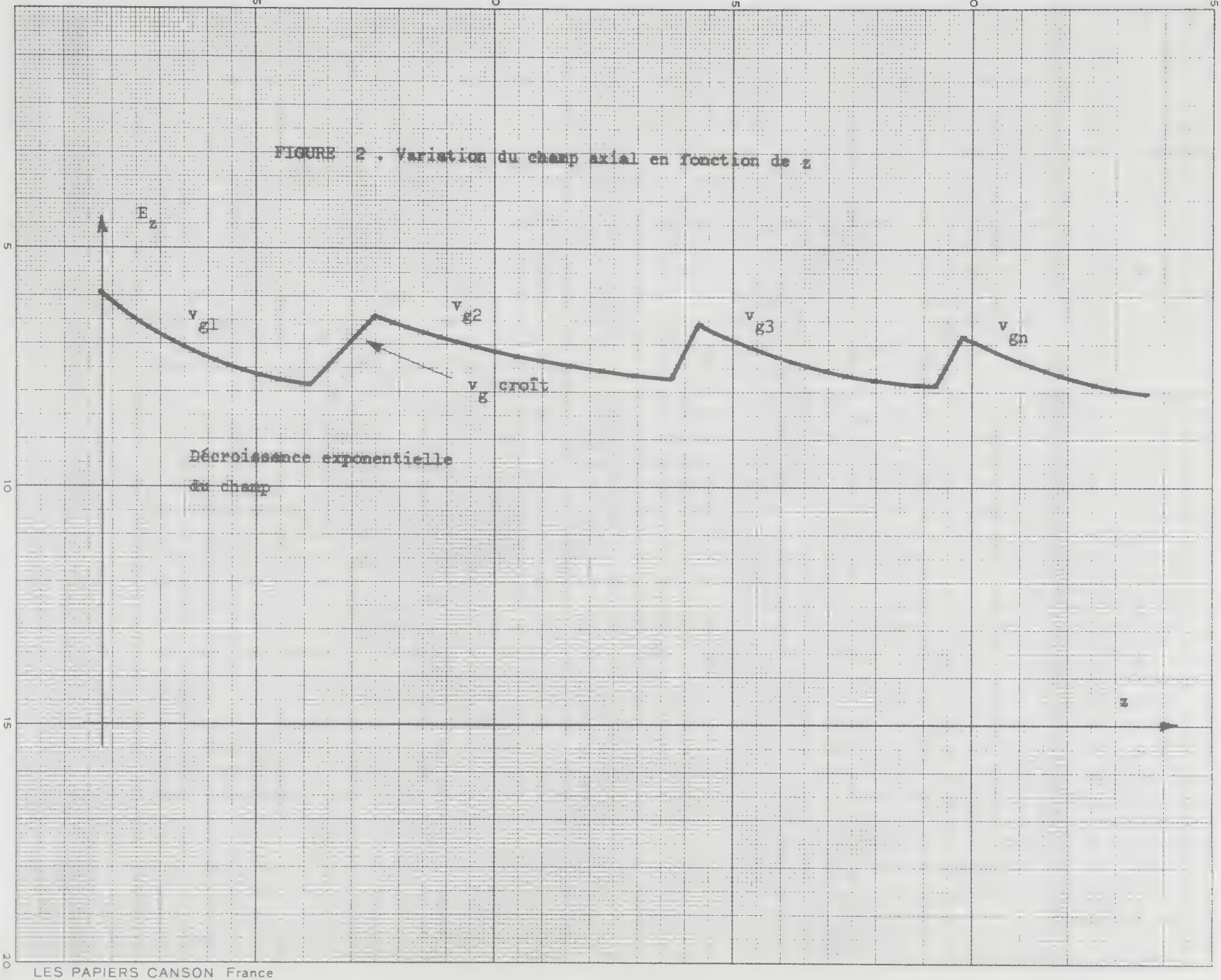


FIGURE 1 . Diagramme de Brillouin.

LES PAPIERS CANSON France



LES PAPIERS CANSON France

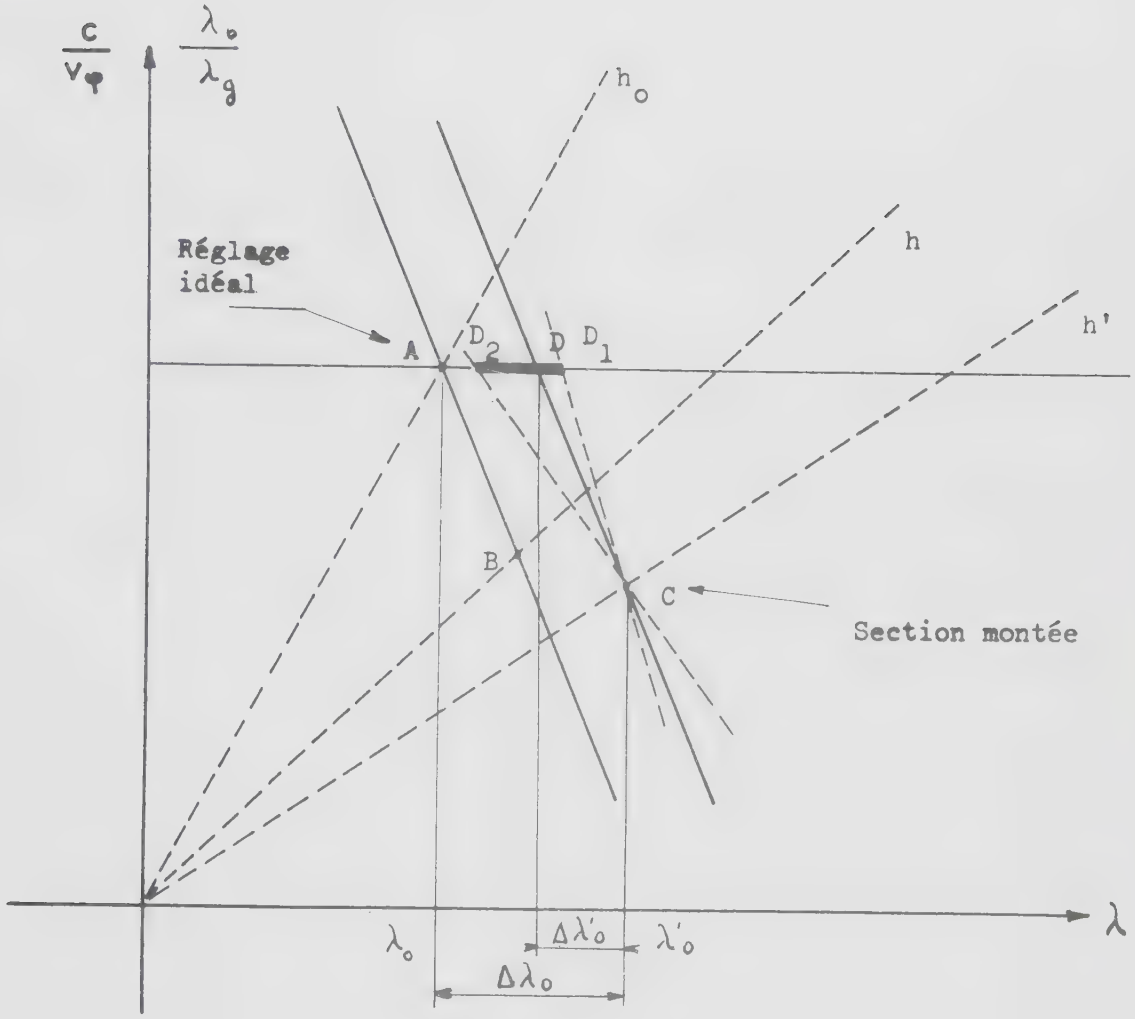


FIGURE 3 . Courbe de dispersion d'une section .

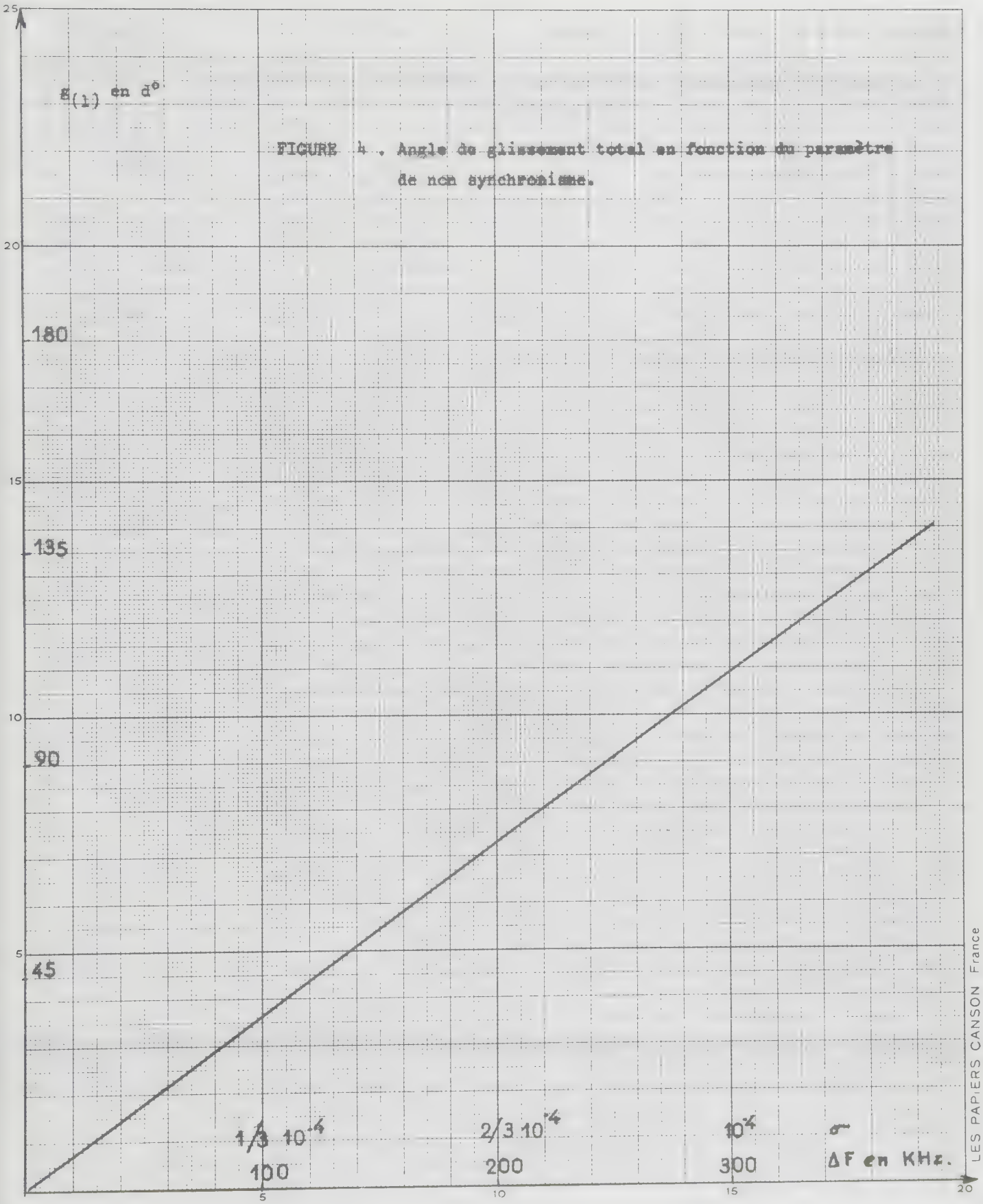


FIGURE 4 . Angle de glissement total en fonction du paramètre de non synchronisme.

LES PAPIERS CANSON France

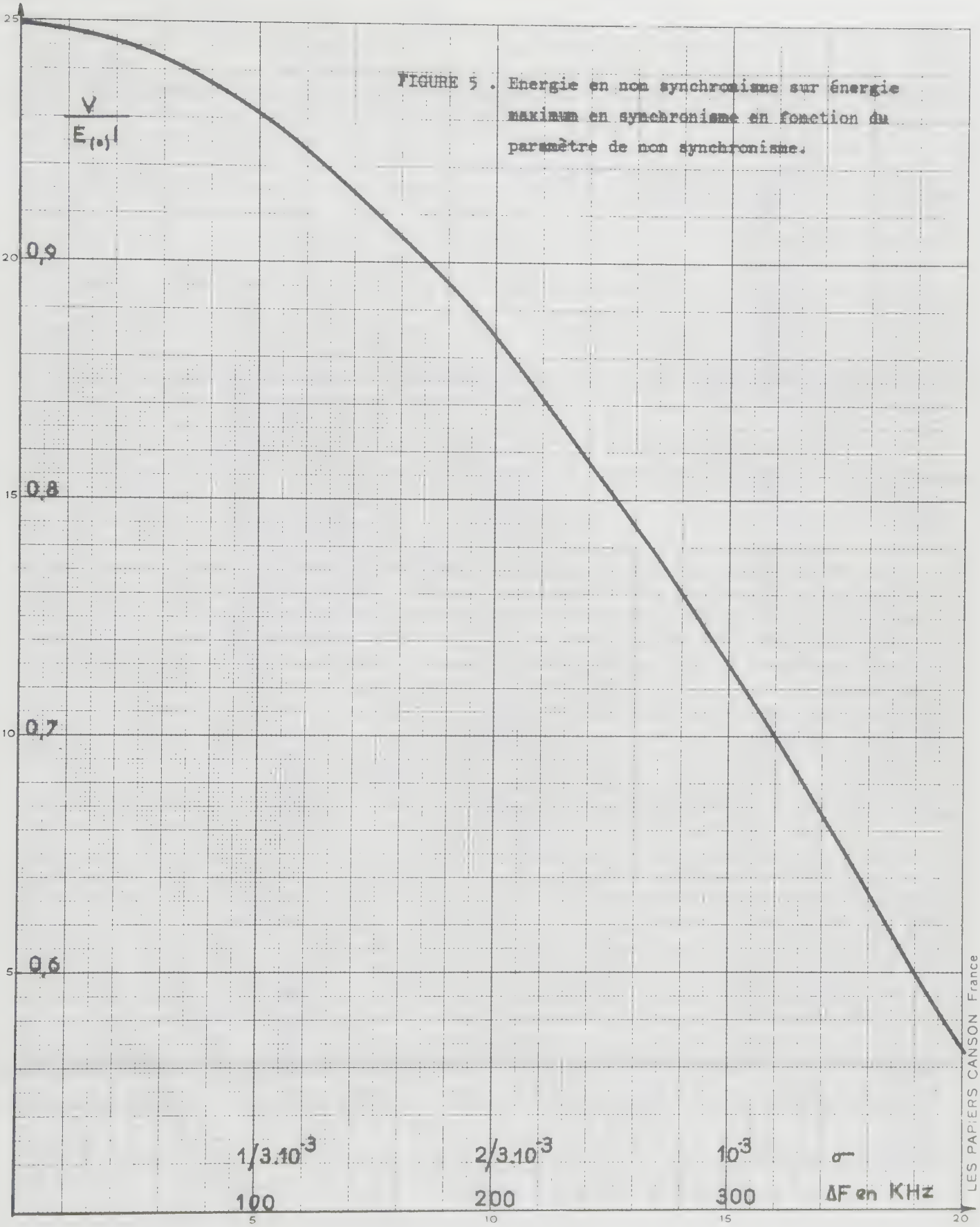


FIGURE 5 . Energie en non synchronisme sur énergie maximum en synchronisme en fonction du paramètre de non synchronisme.

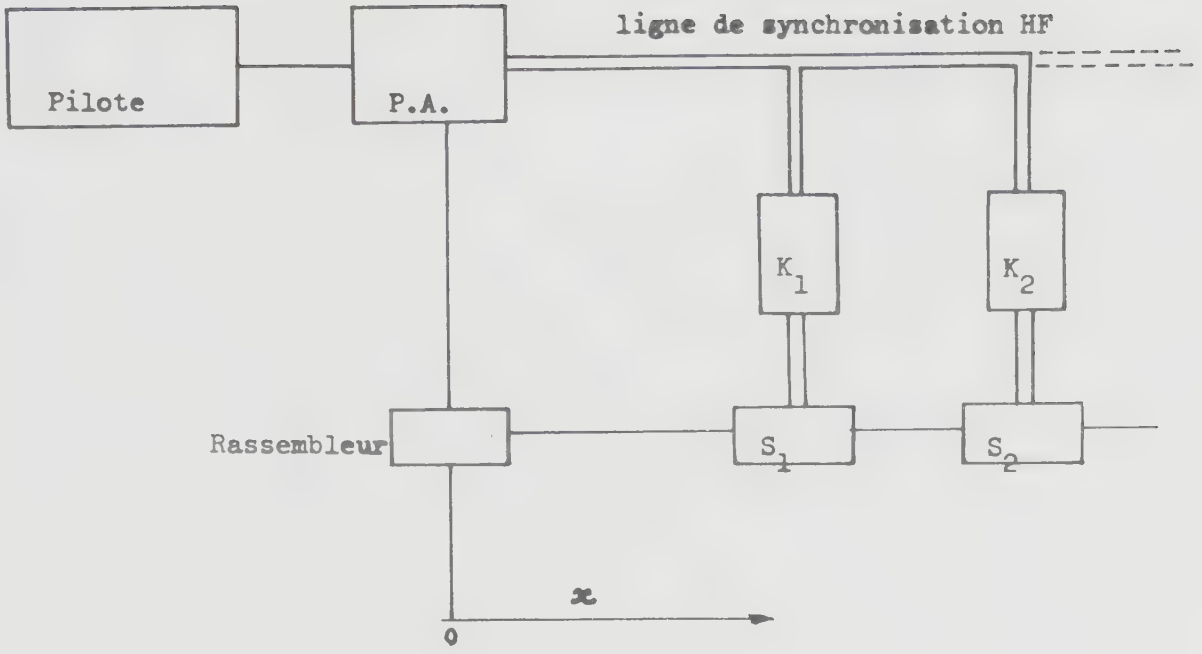


FIGURE 6 . Distribution HF sur l'accélérateur d'ORSAY .

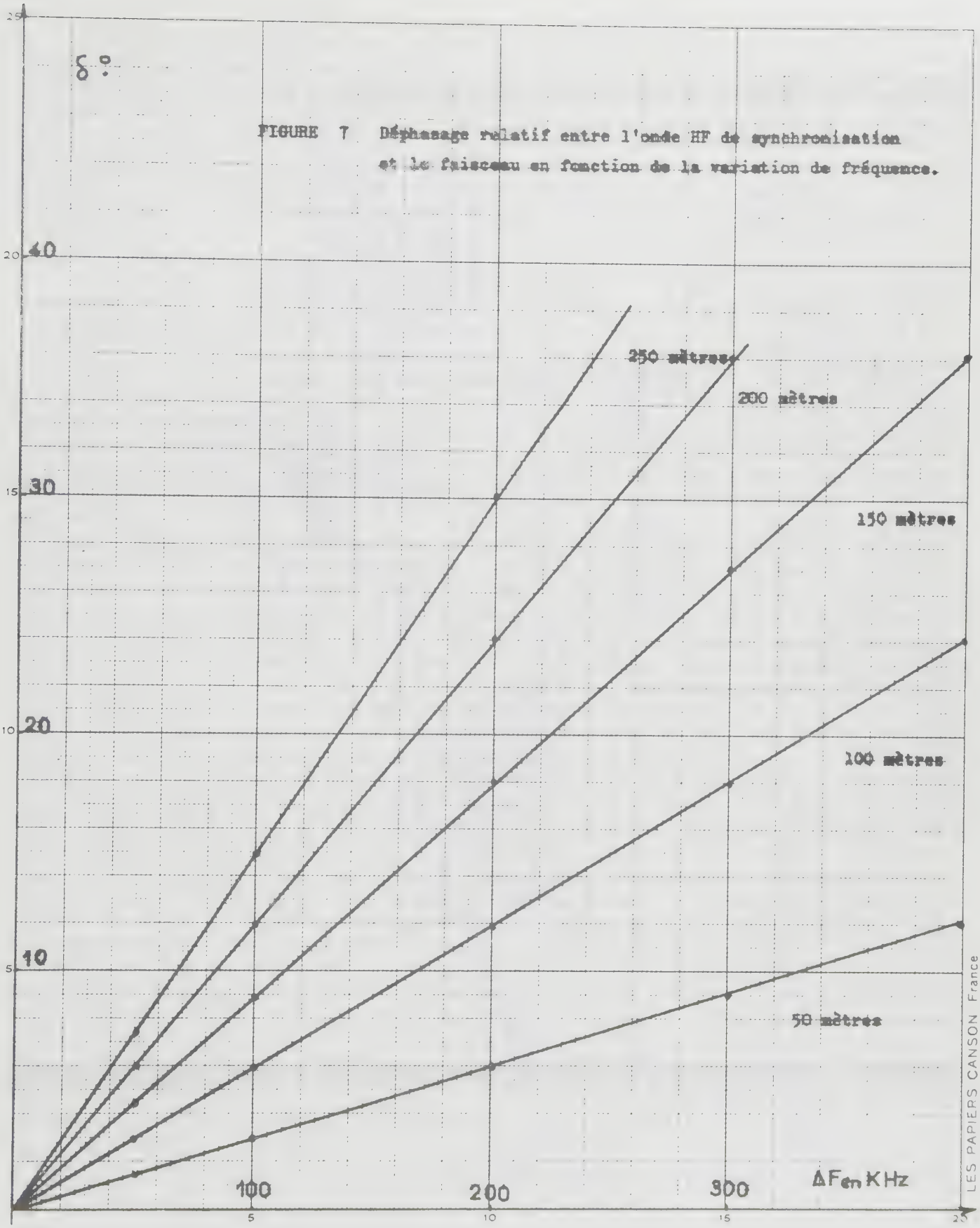
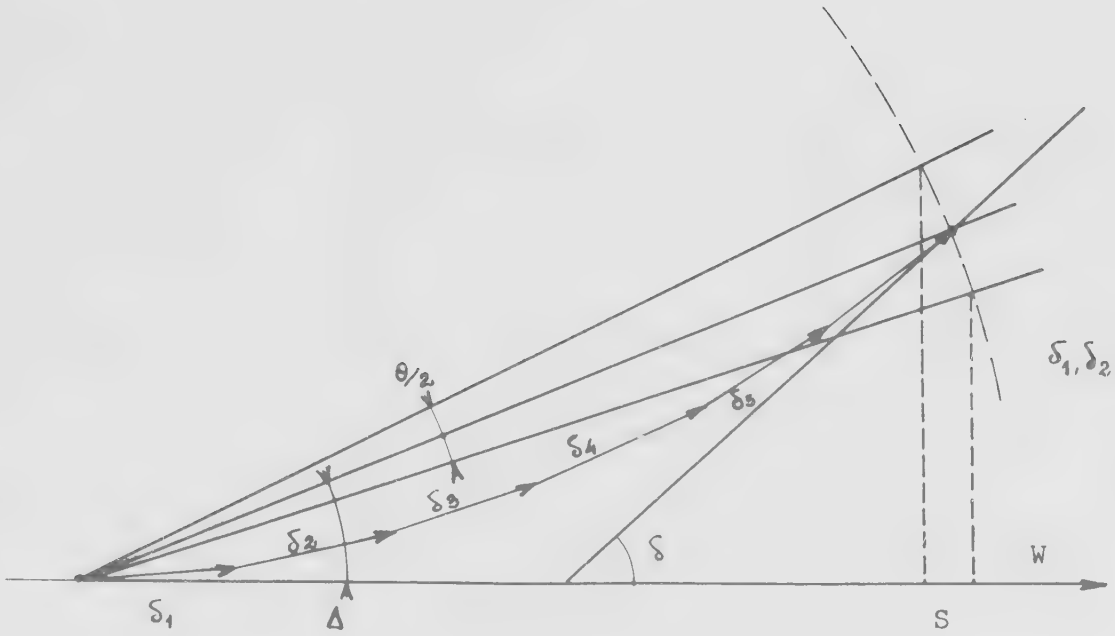


FIGURE 7 Déphasage relatif entre l'onde HF de synchronisation et le faisceau en fonction de la variation de fréquence.



θ extension en phase à la sortie du rassembleur

$\delta_1, \delta_2, \delta_3$ déphasage des sections 1, 2, 3.

δ déphasage total

S largeur du spectre

FIGURE 6 : Construction de Fresnel pour les énergies des sections

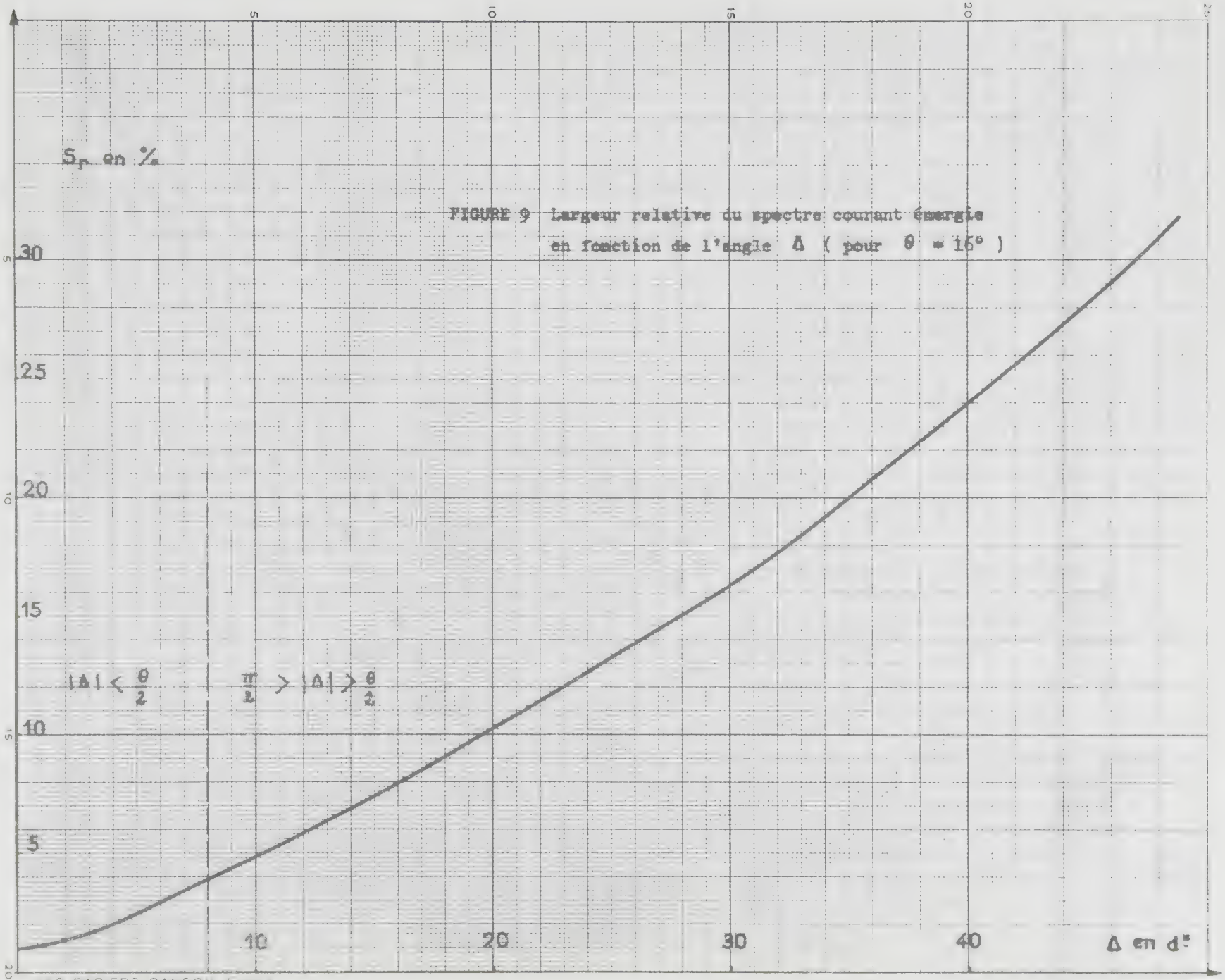
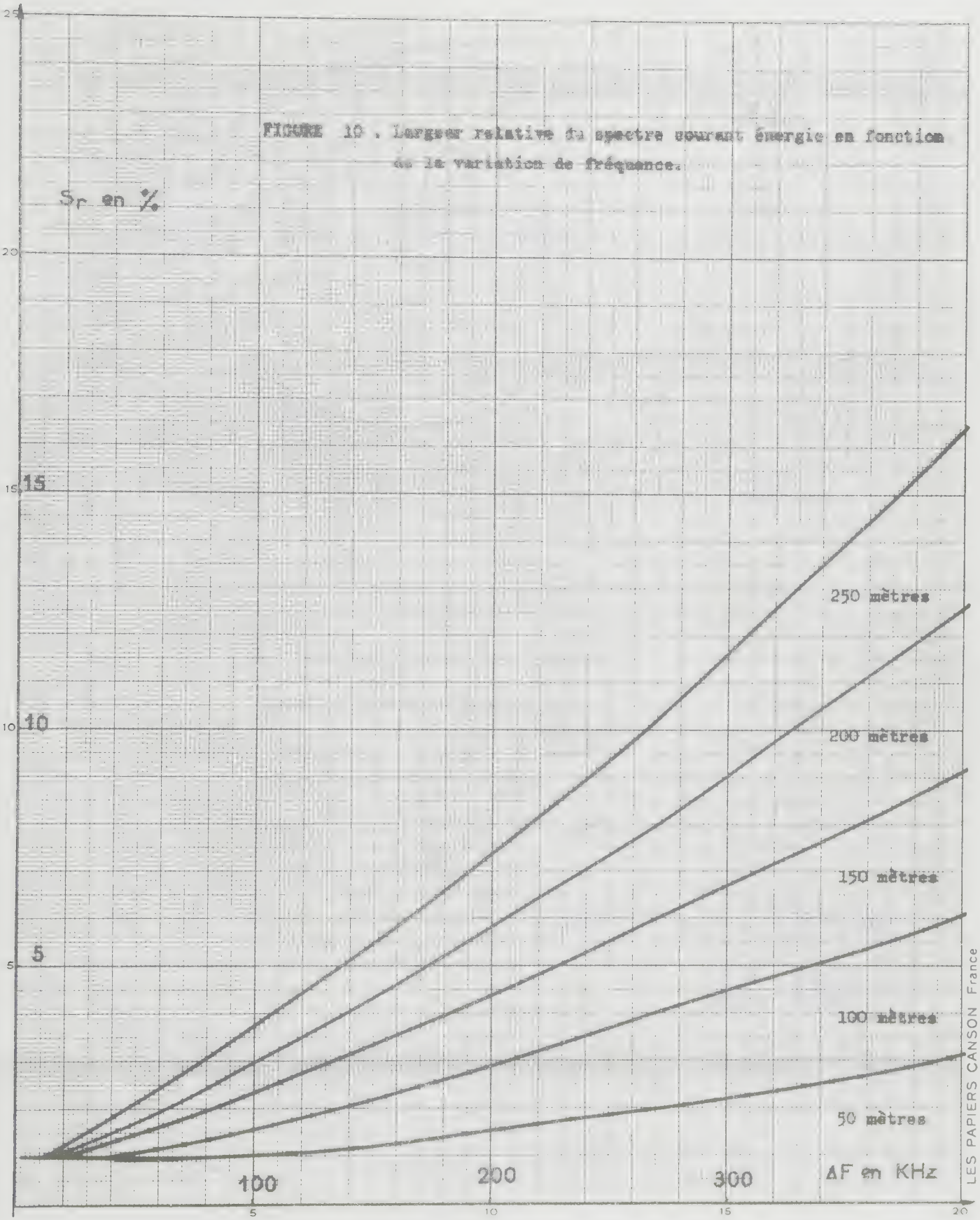


FIGURE 9 Largeur relative du spectre courant énergie en fonction de l'angle Δ (pour $\theta = 16°$)

LES PAPIERS CANSON France

FIGURE 10 . Largeur relative du spectre courant énergie en fonction de la variation de fréquence.



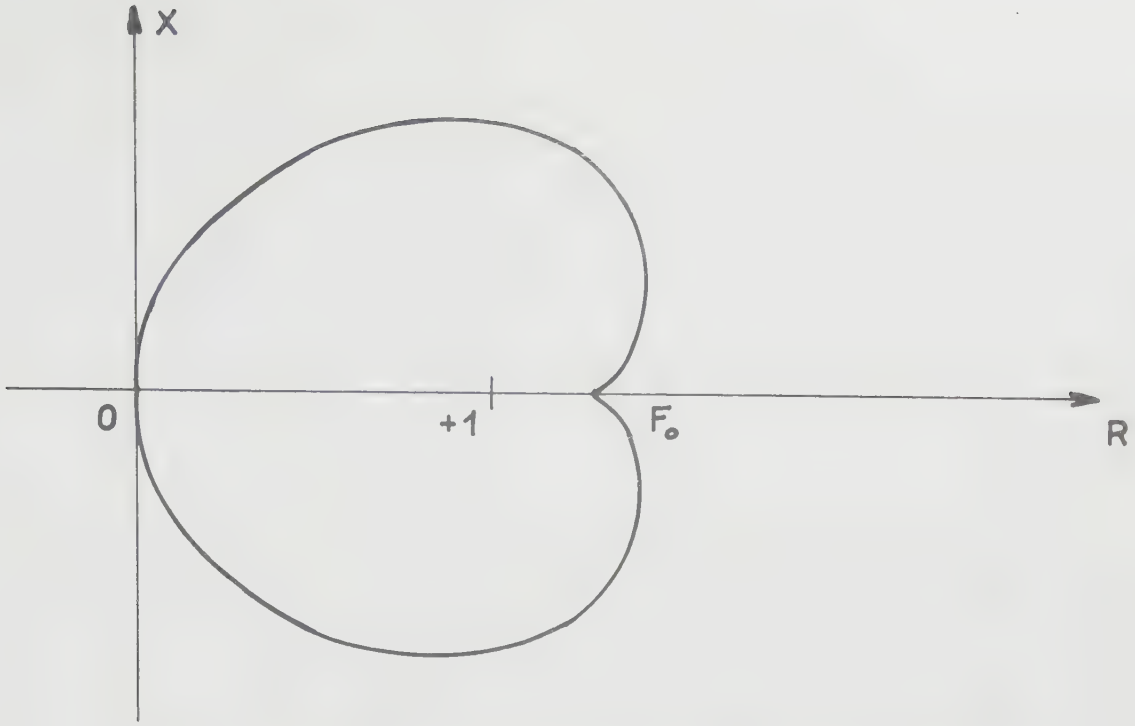


FIGURE 11 a Variation de βG_o en fonction de la fréquence

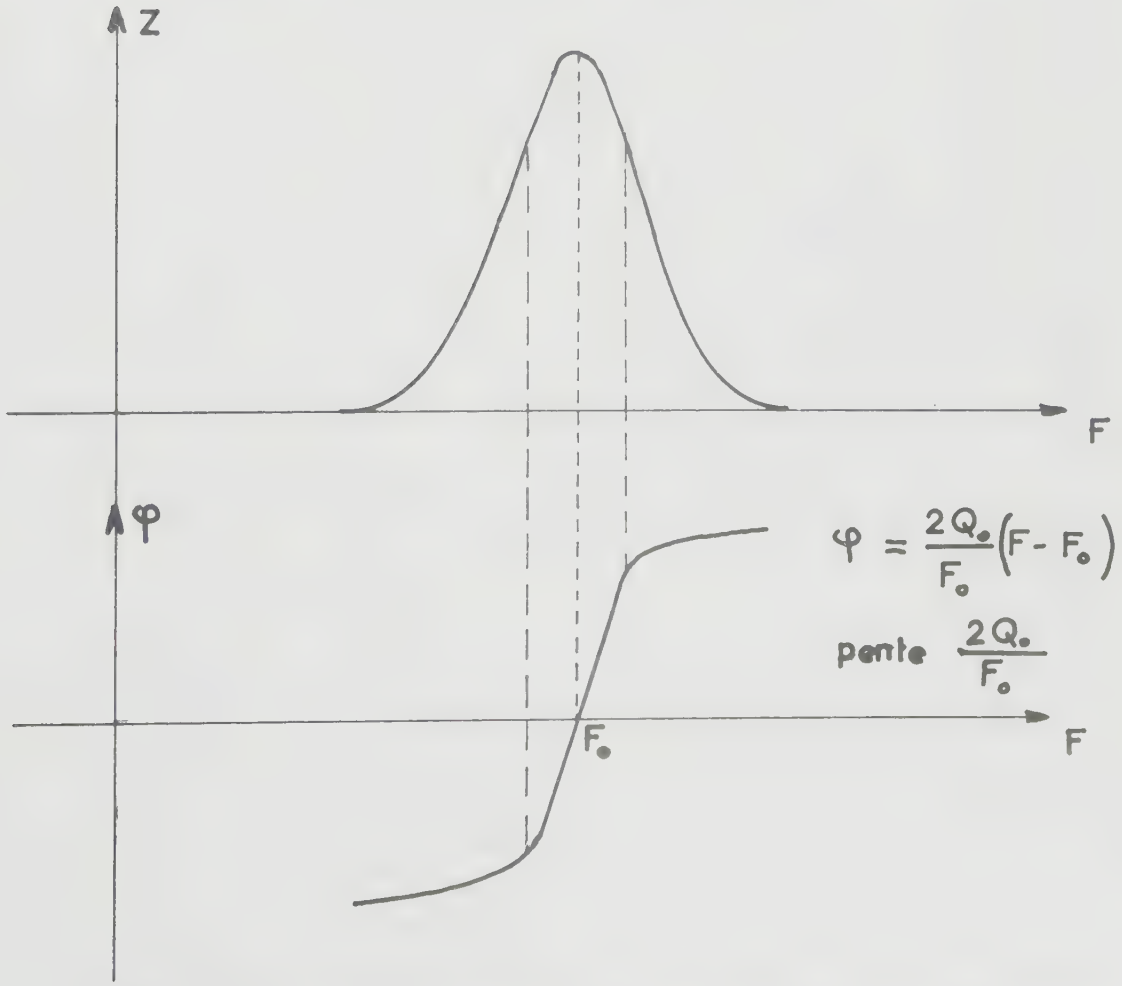


FIGURE 11 b Variation de la phase en fonction de la fréquence

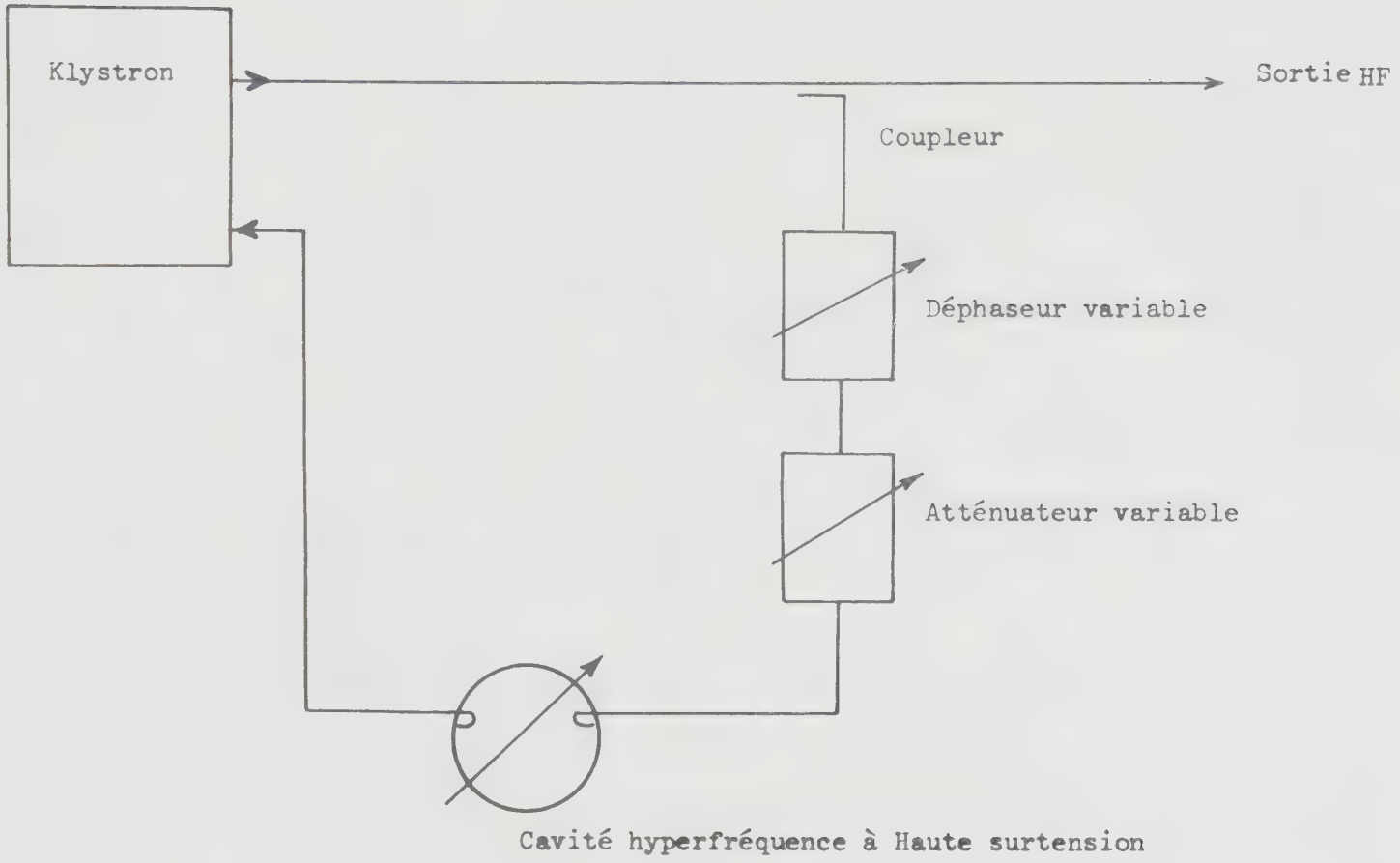


FIGURE 12 Oscillateur à boucle extérieure de réaction.

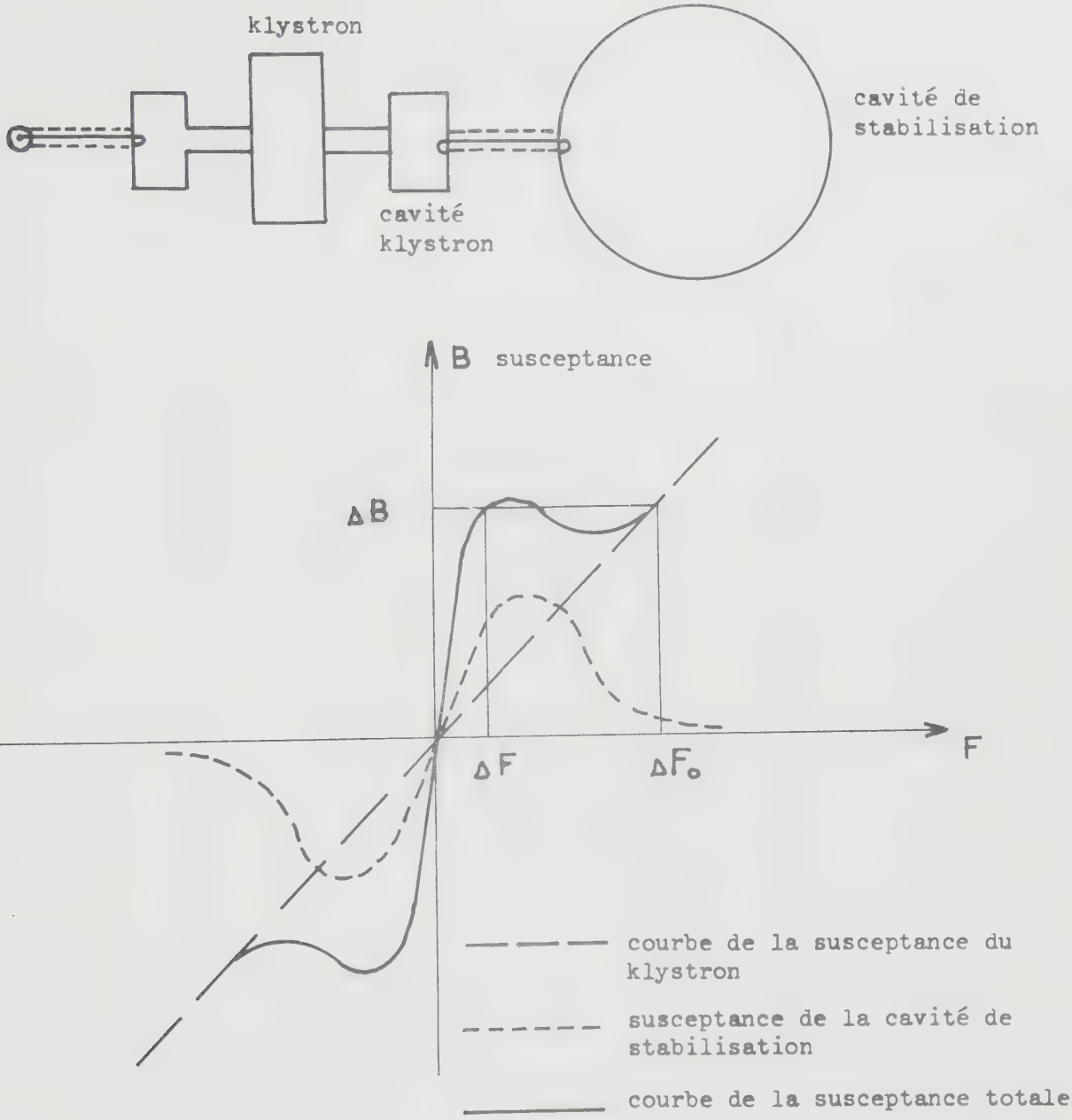


FIGURE 13 : Klystron en montage S T A L O

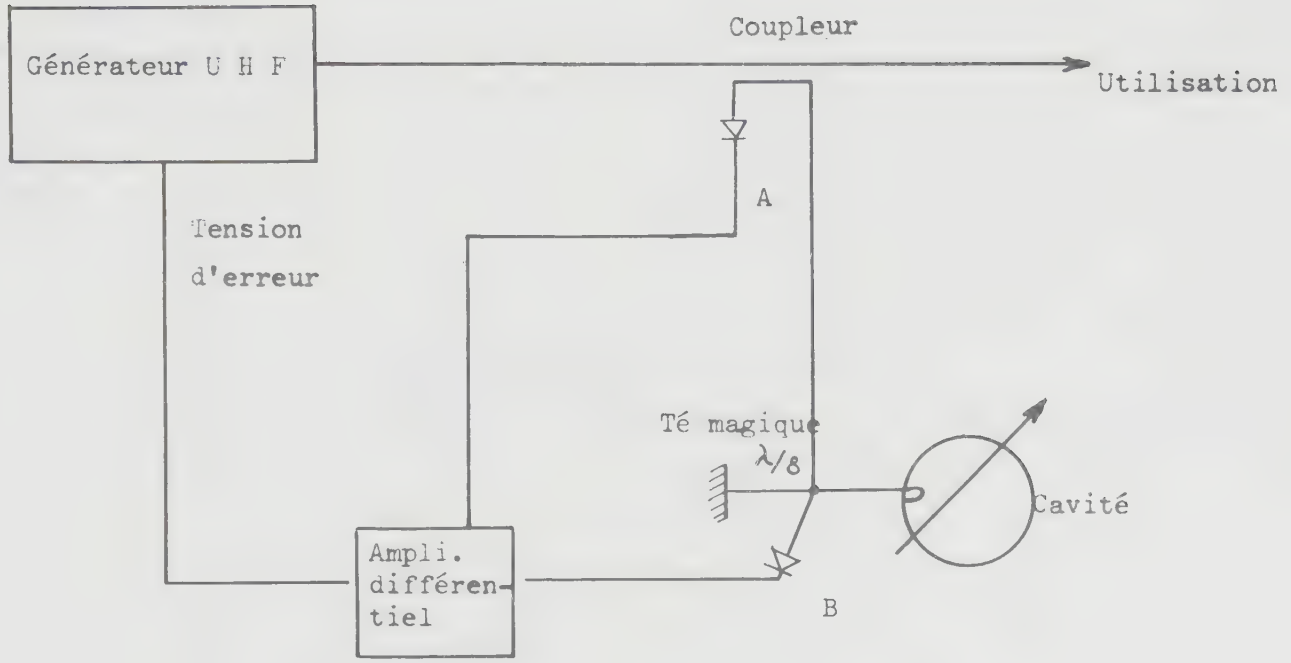


FIGURE 14 : Cavité en réflexion (Montage de Pound)

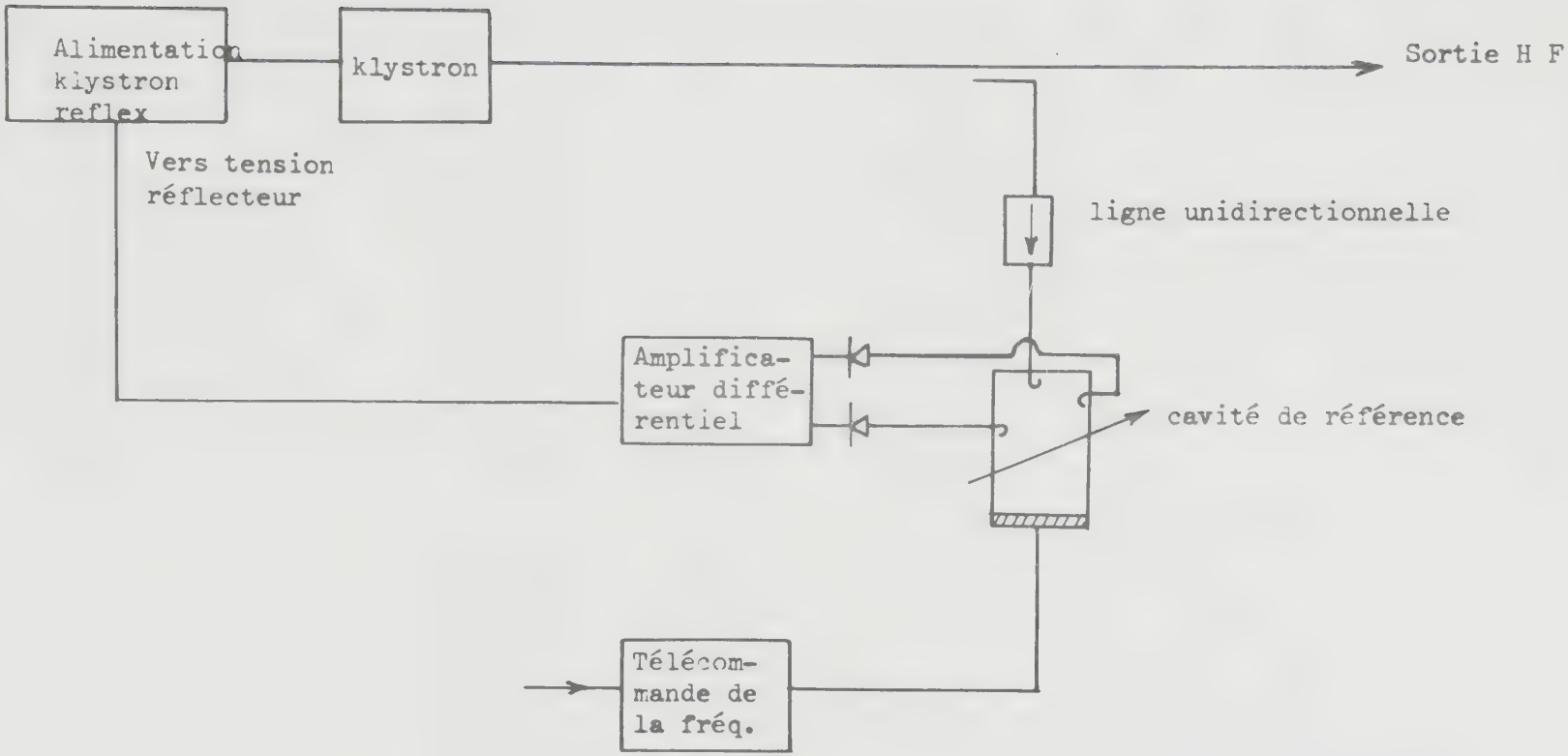


FIGURE 15 : Discriminateur de fréquence en hyperfréquence avec cavité à 2 modes.

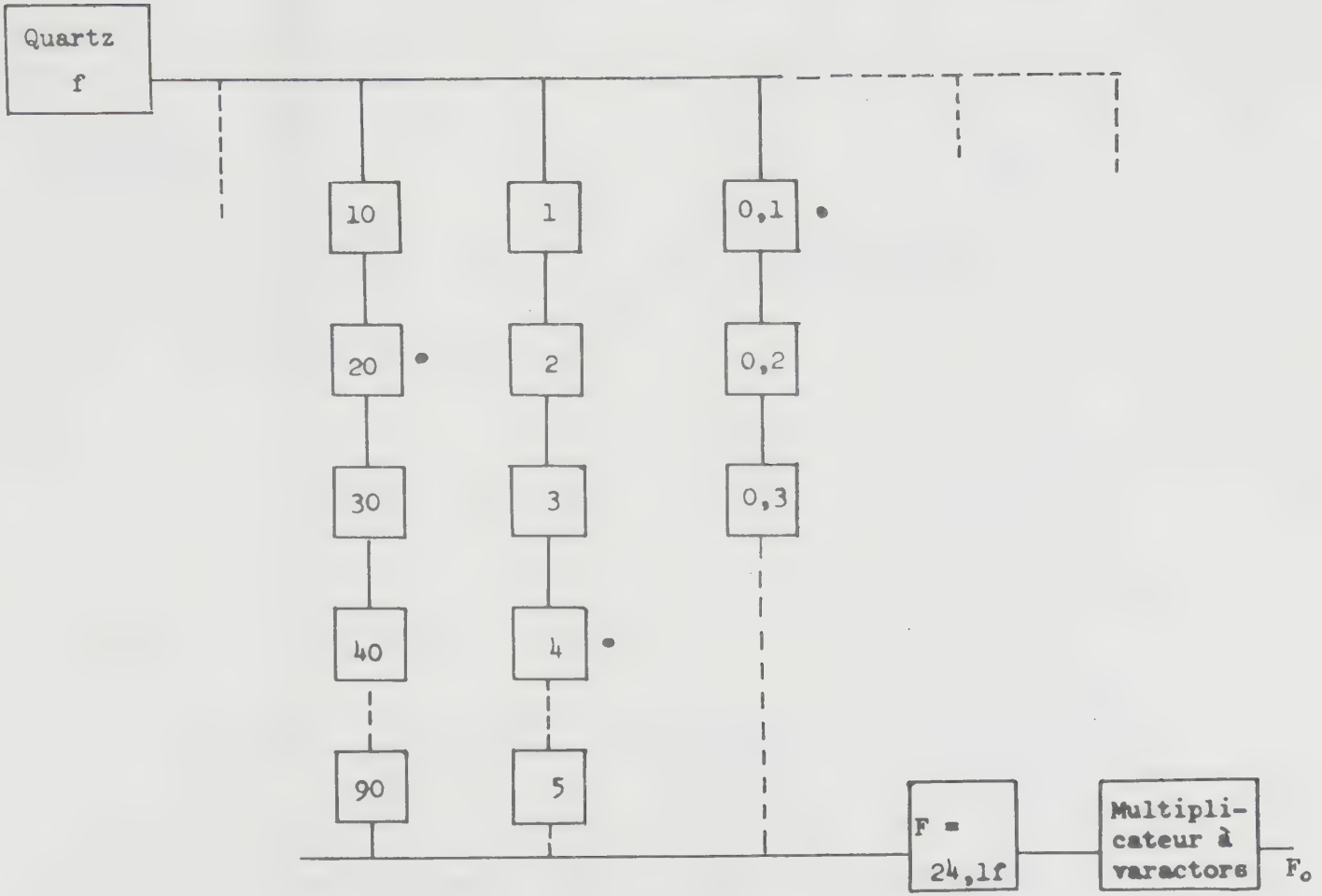


FIGURE 16 : Synthèse de fréquence

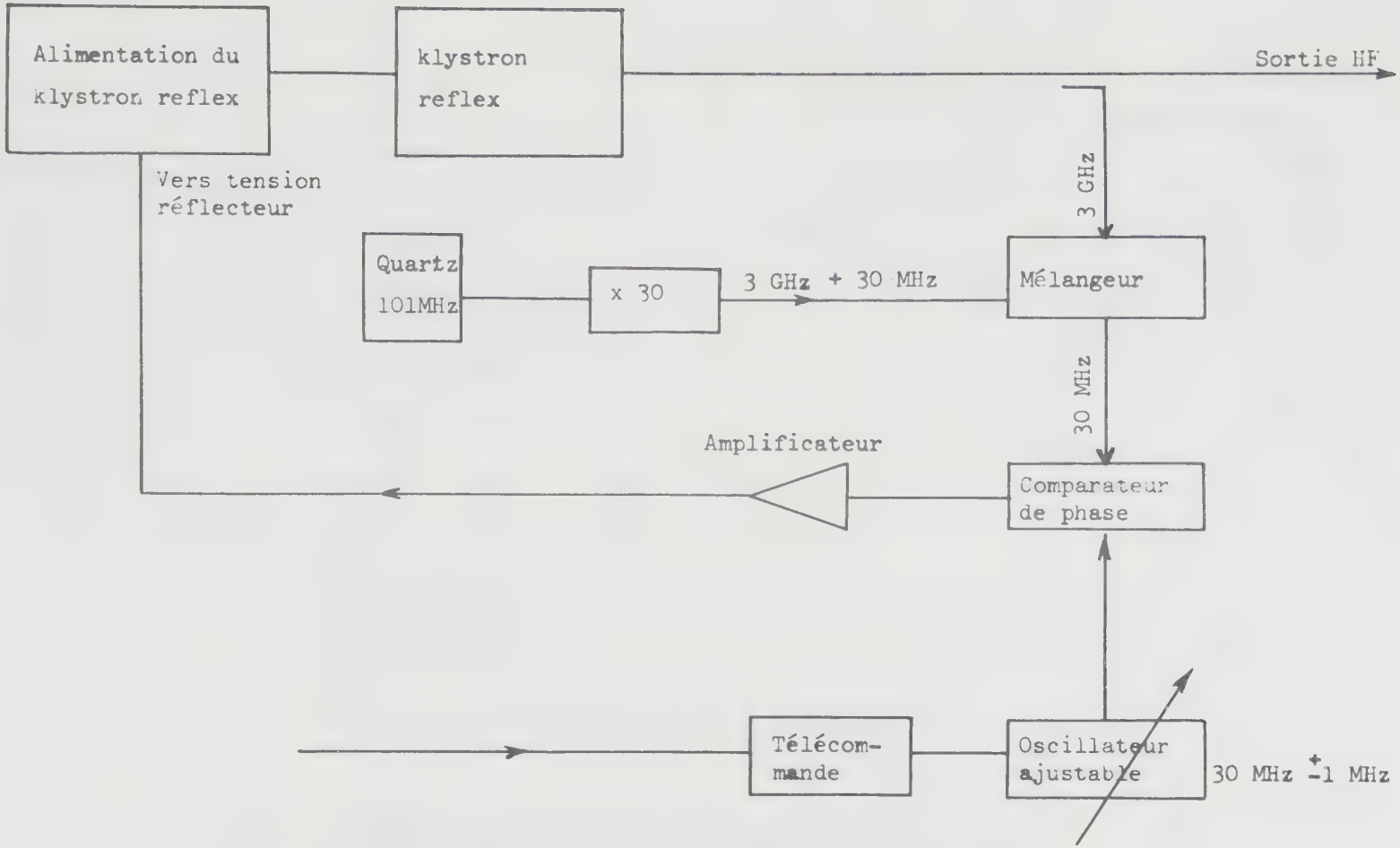


FIGURE 17 : Discriminateur de phase à fréquence intermédiaire avec détection synchrone

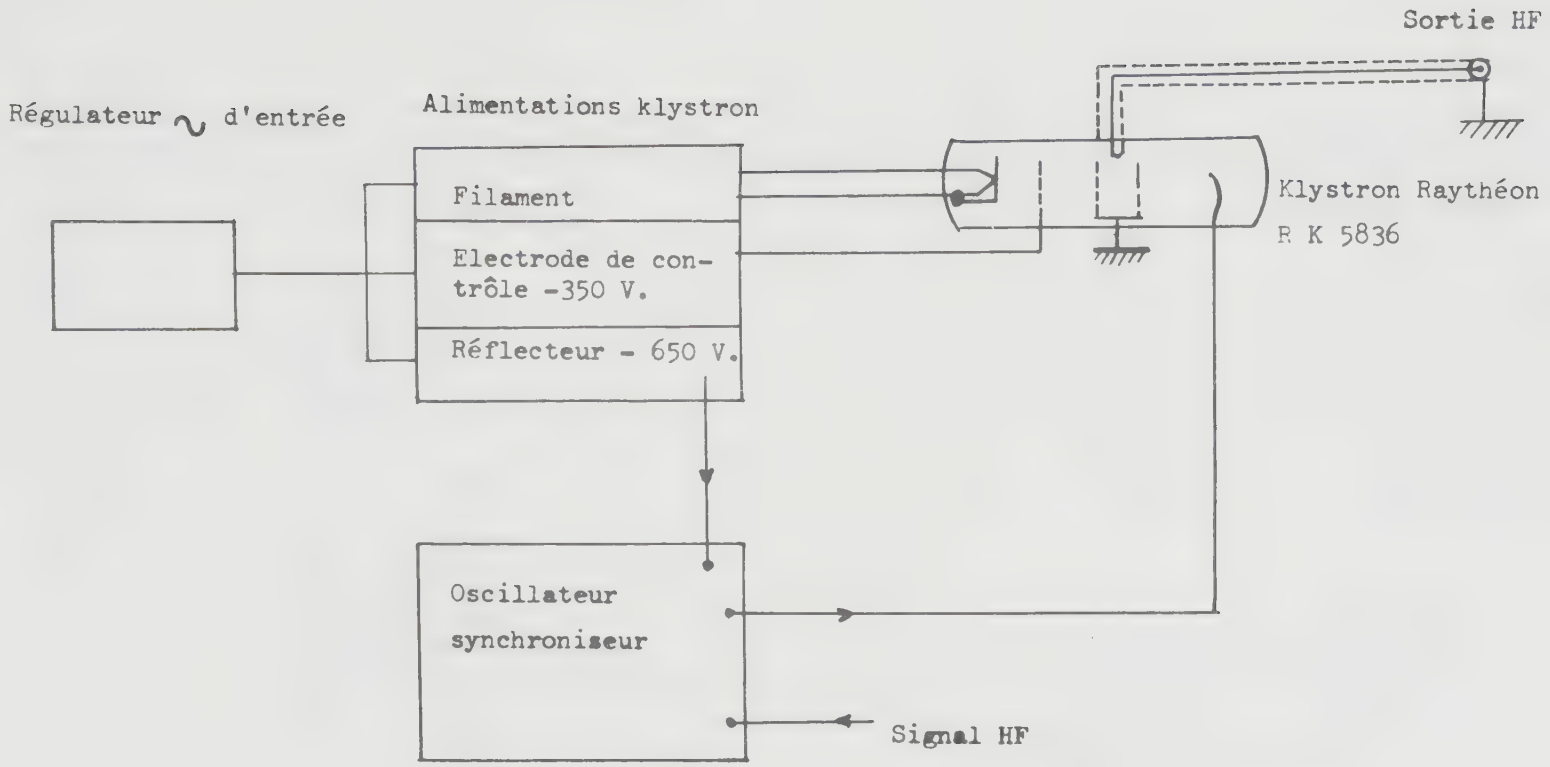


FIGURE 18 : Alimentation du klystron réflex

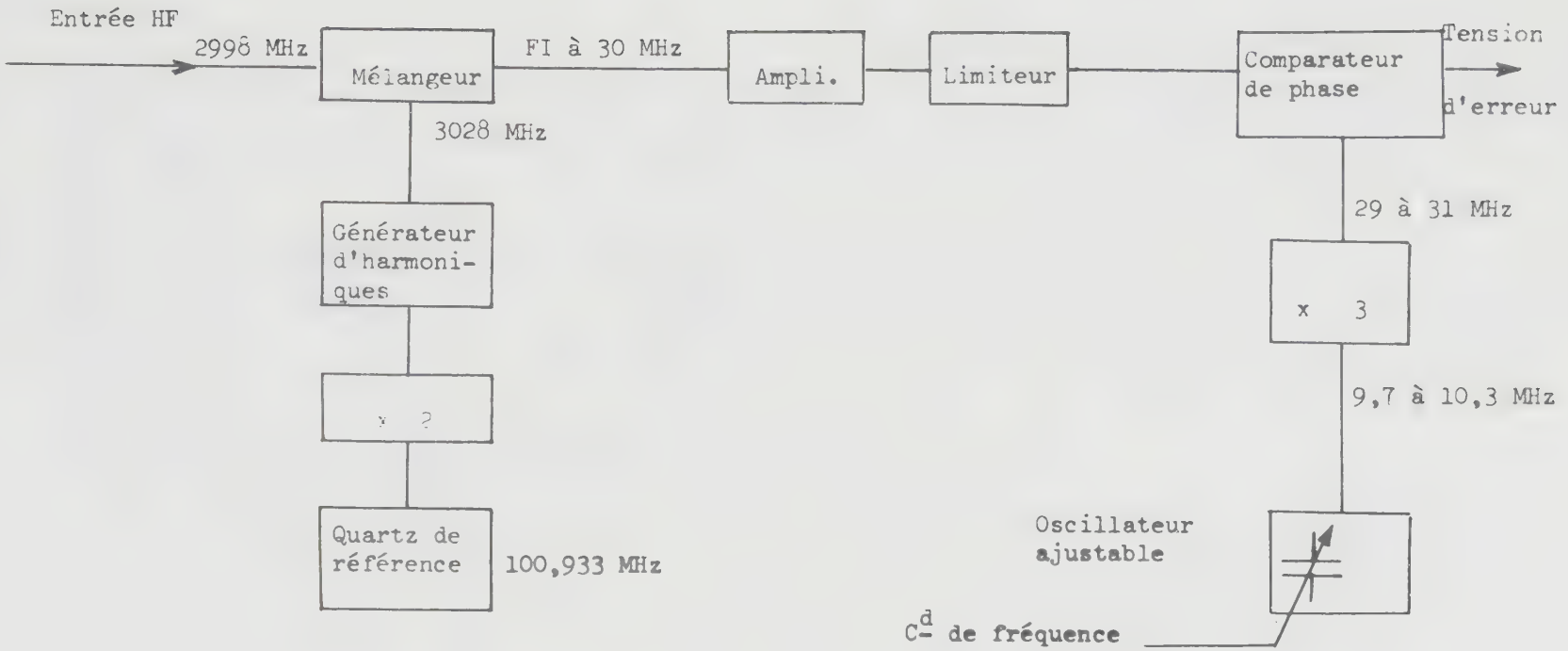


FIGURE 19 : Oscillateur synchroniseur

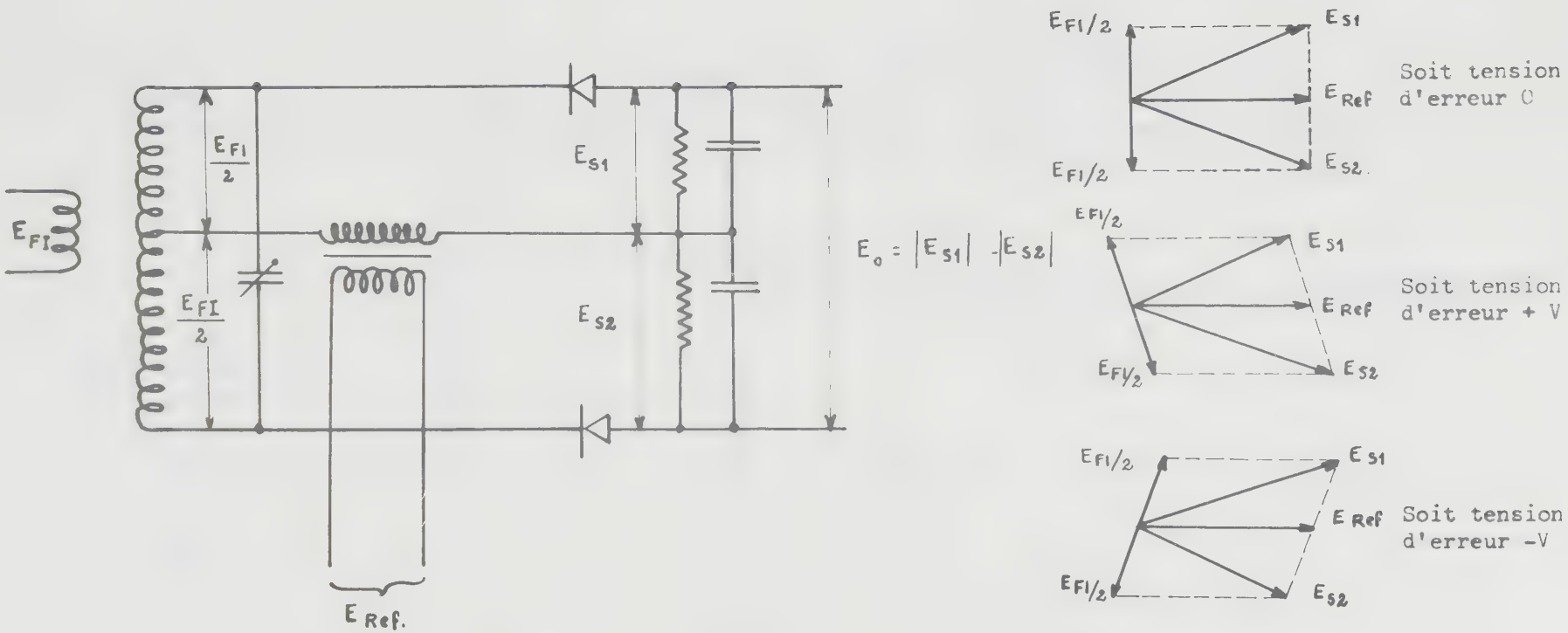


FIGURE 20 : Comparaison de phase

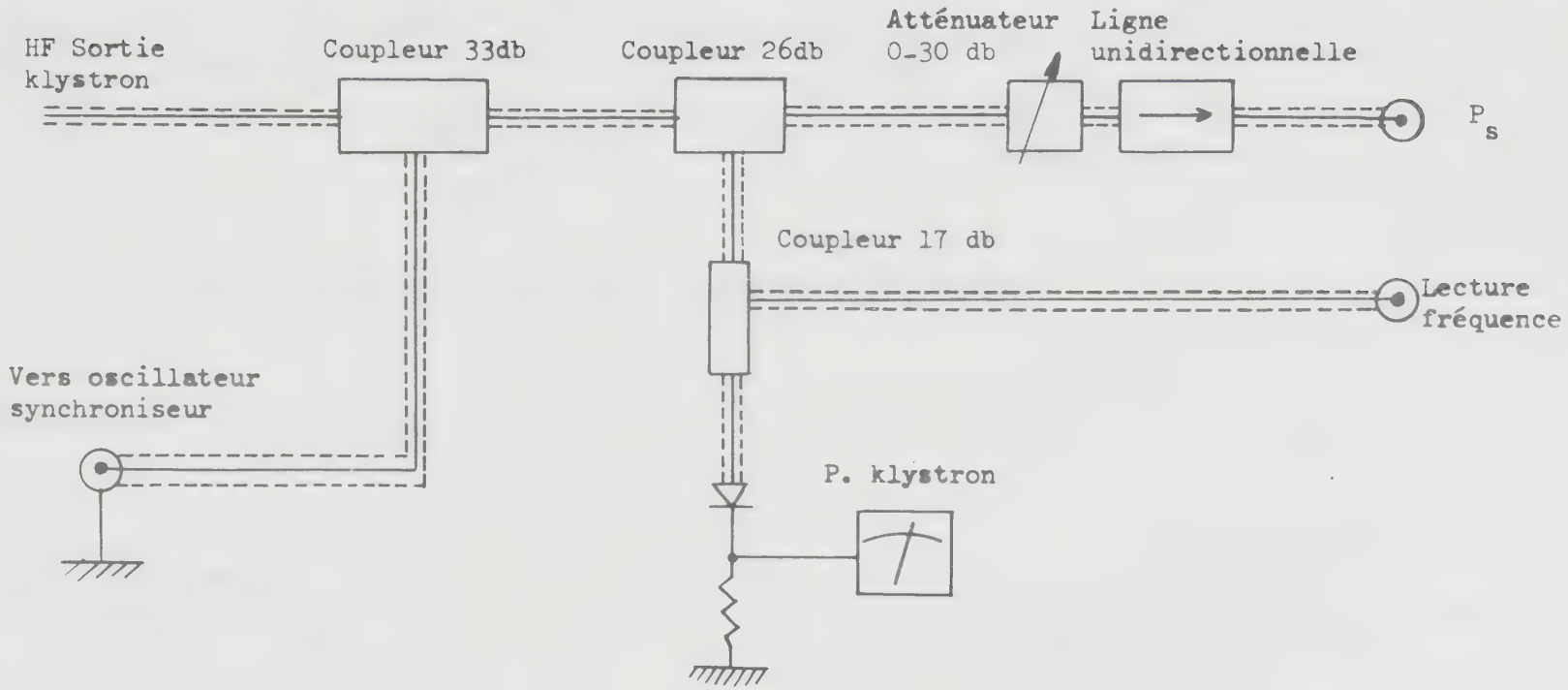


FIGURE 21 : Circuits hyperfréquences du maître oscillateur

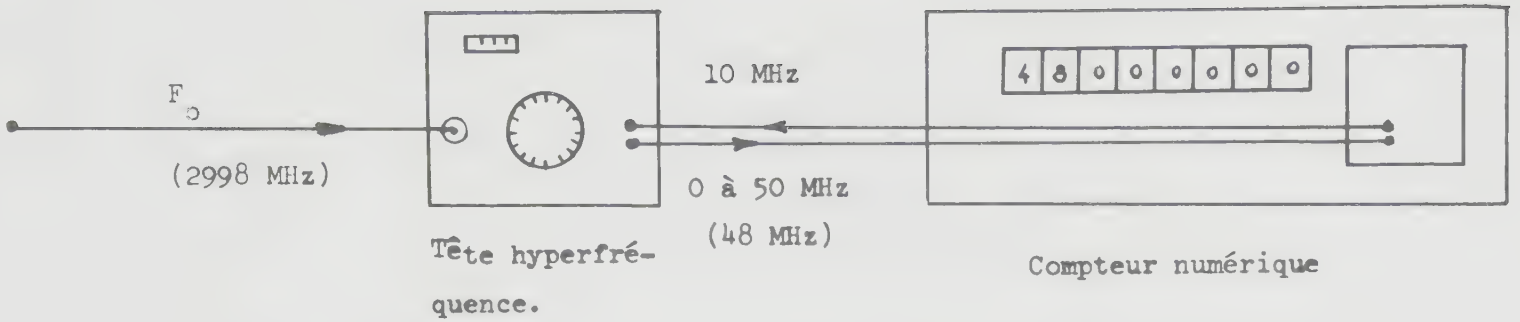


FIGURE 22 : a) Lecture de fréquence en distance

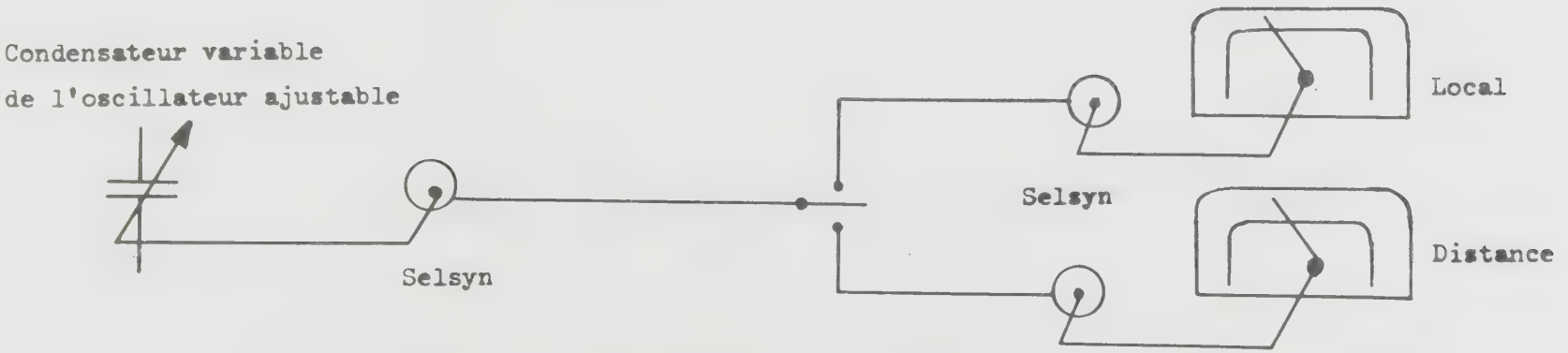


FIGURE 22 : b) Télécommande de fréquence

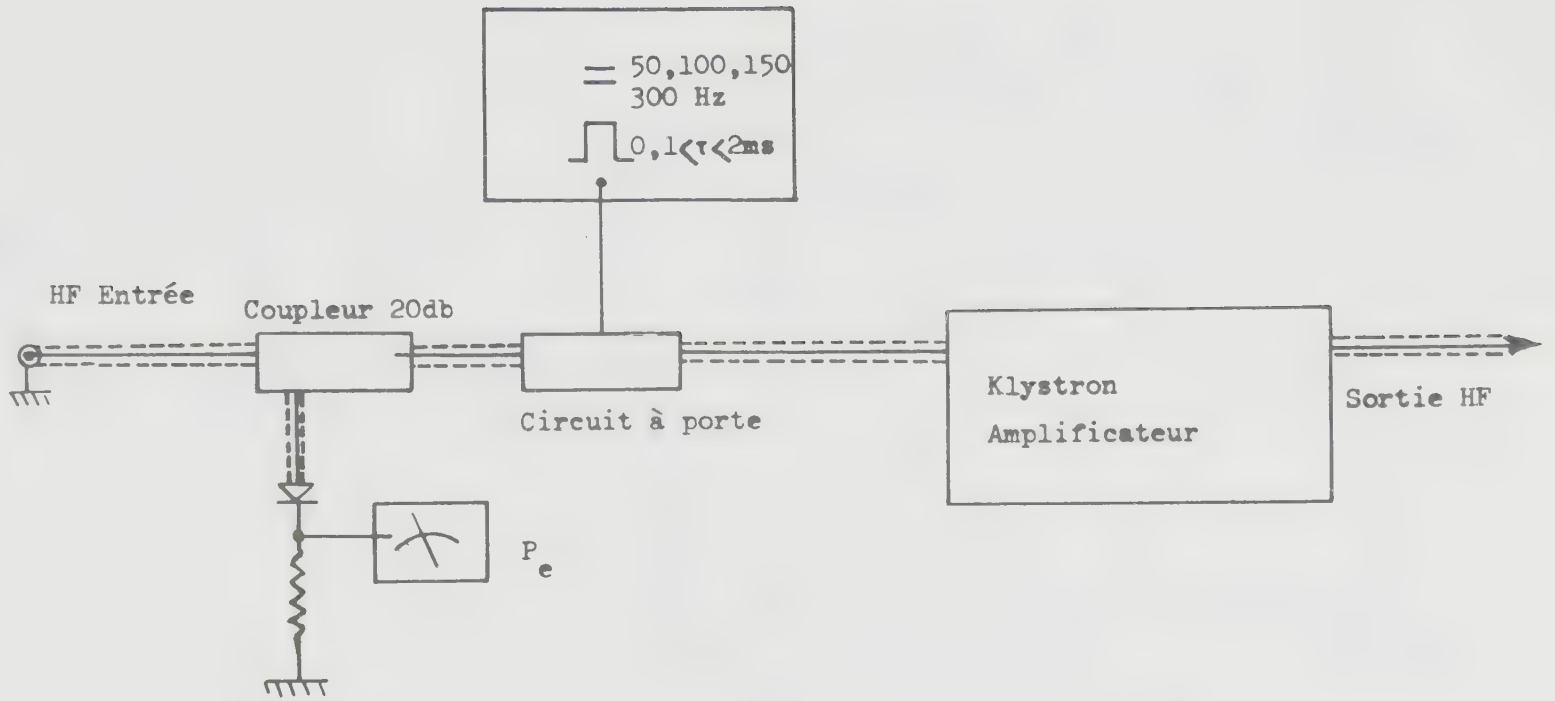


FIGURE 23 : Circuits hyperfréquences d'entrée du séparateur.

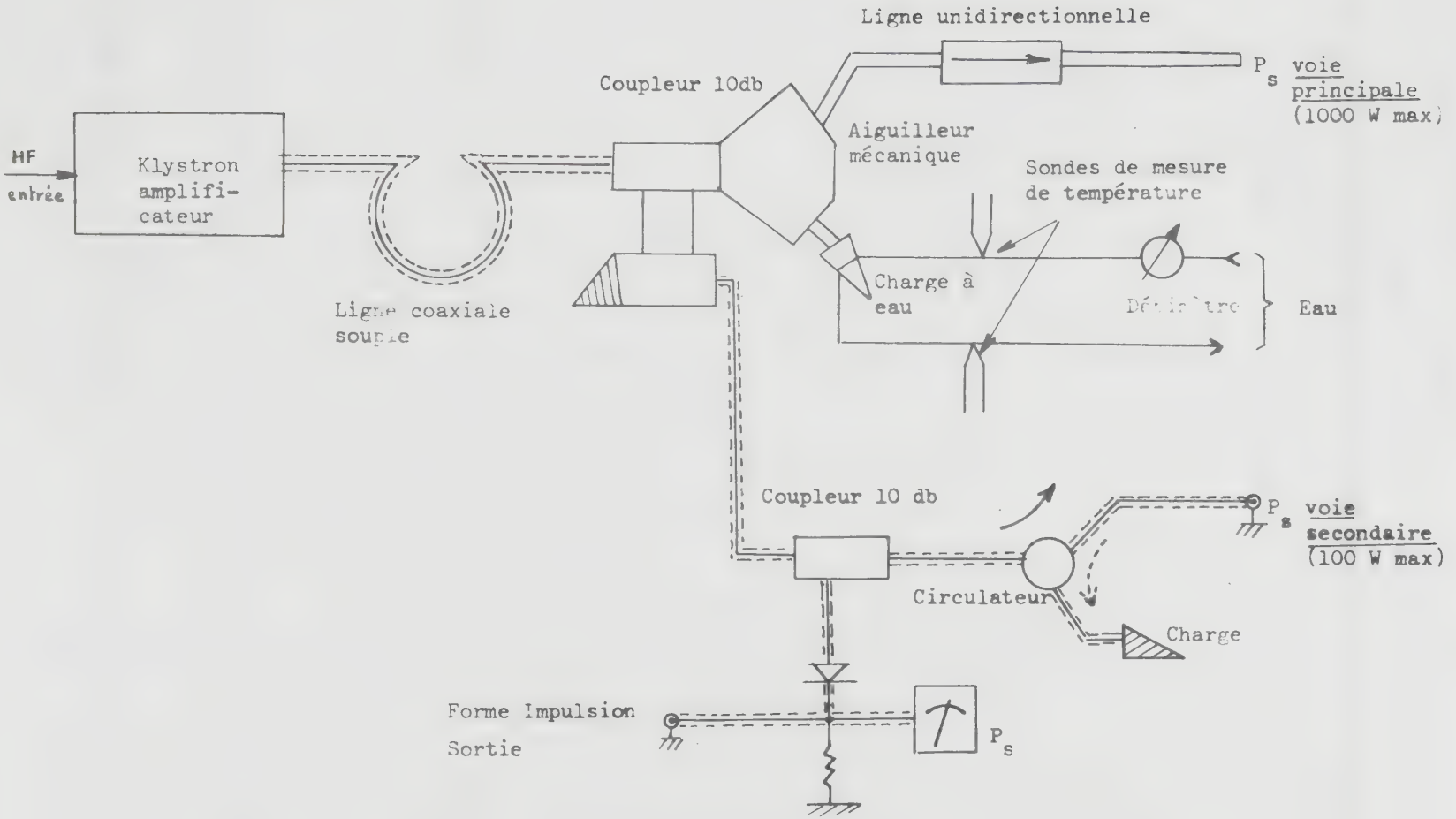
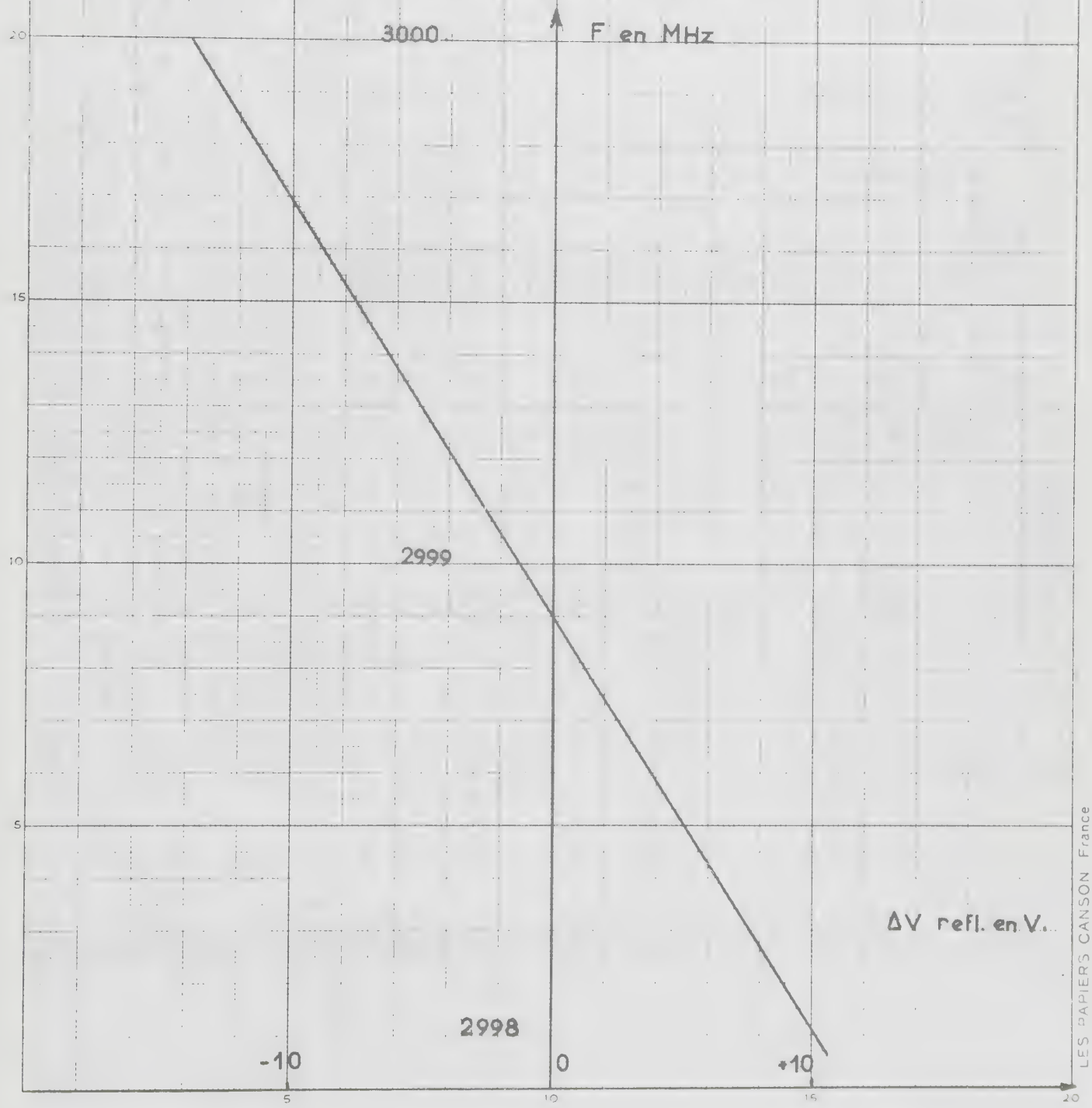


FIGURE 24 : Circuits HF de sortie du séparateur.

FIGURE 25 : F en fonction de V réflecteur (V_o = 665 volts)

Klystron Raythéon R K 5836



LES PAPIERS CANSON France

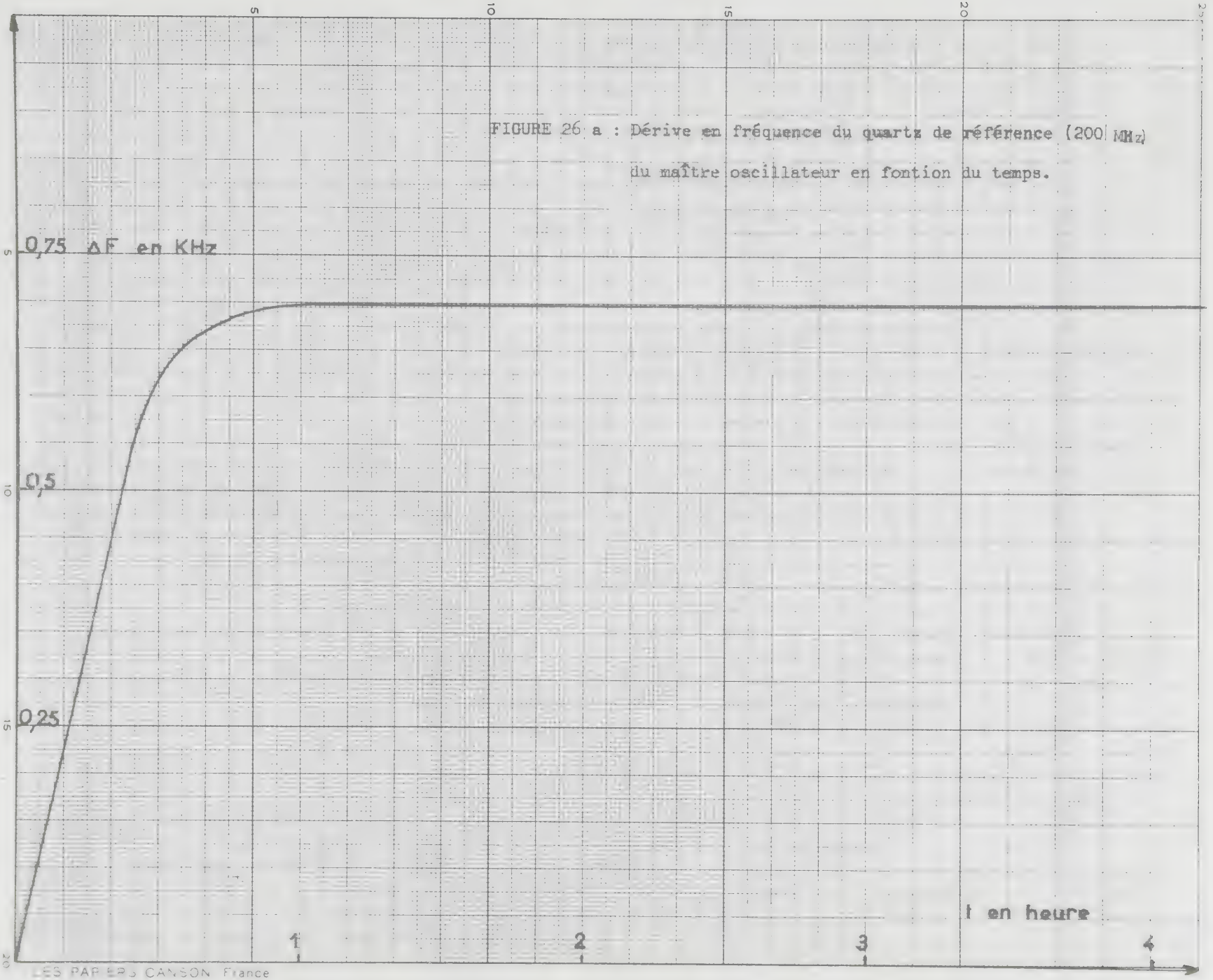


FIGURE 26 a : Dérive en fréquence du quartz de référence (200 MHz) du maître oscillateur en fonction du temps.

LES PAPIERS CANSON France

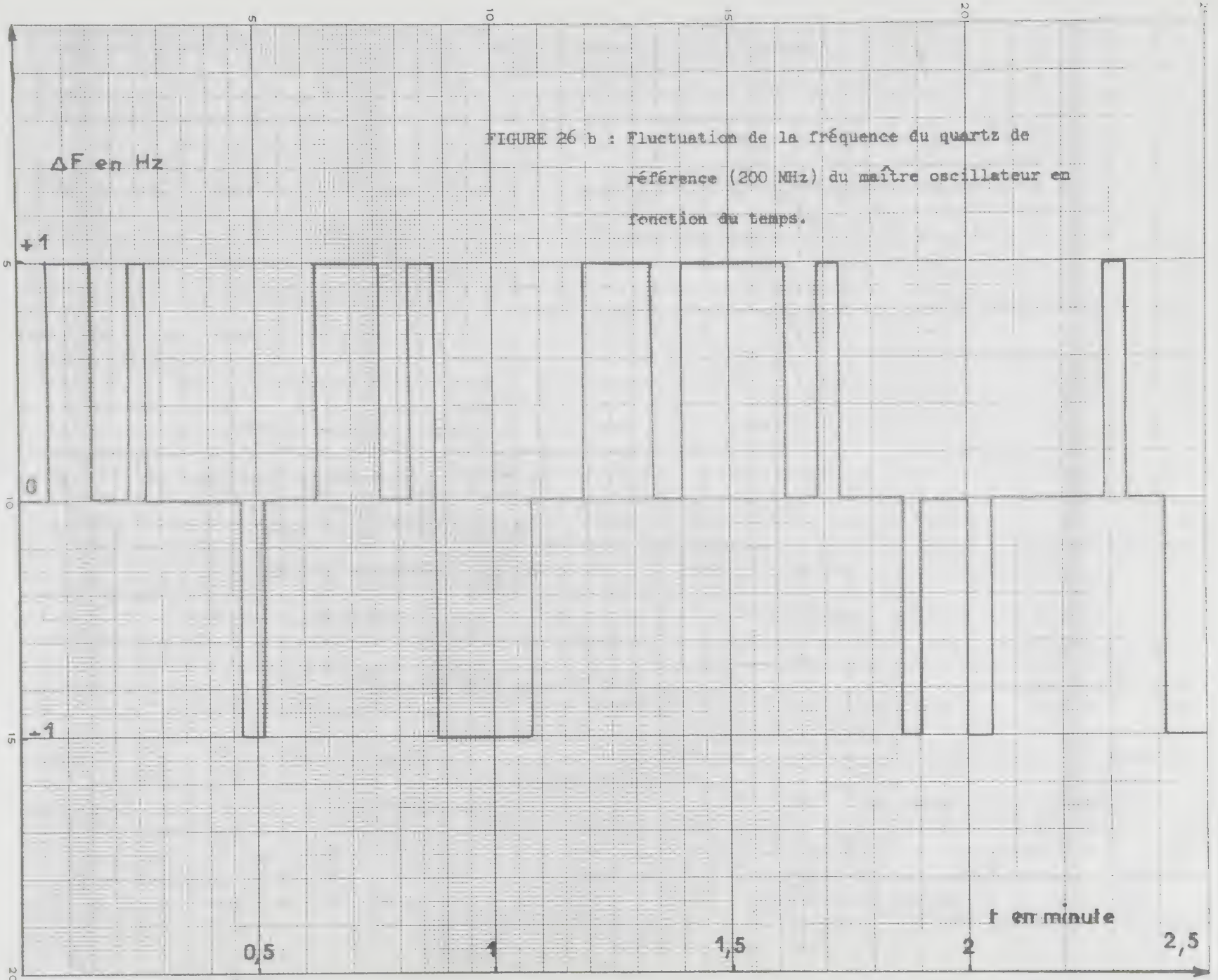


FIGURE 26 b : Fluctuation de la fréquence du quartz de référence (200 MHz) du maître oscillateur en fonction du temps.

LES PAPIERS CANSON France

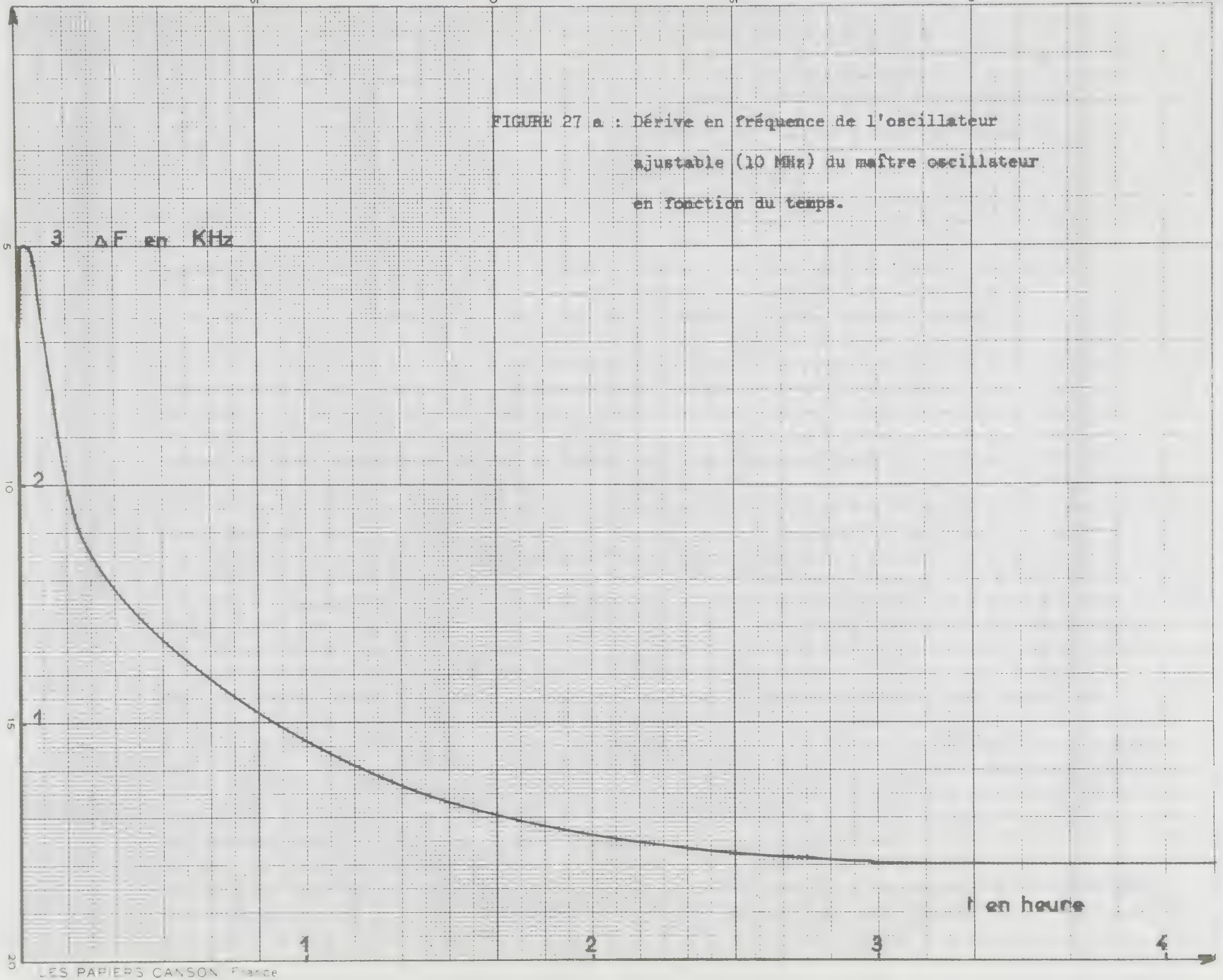
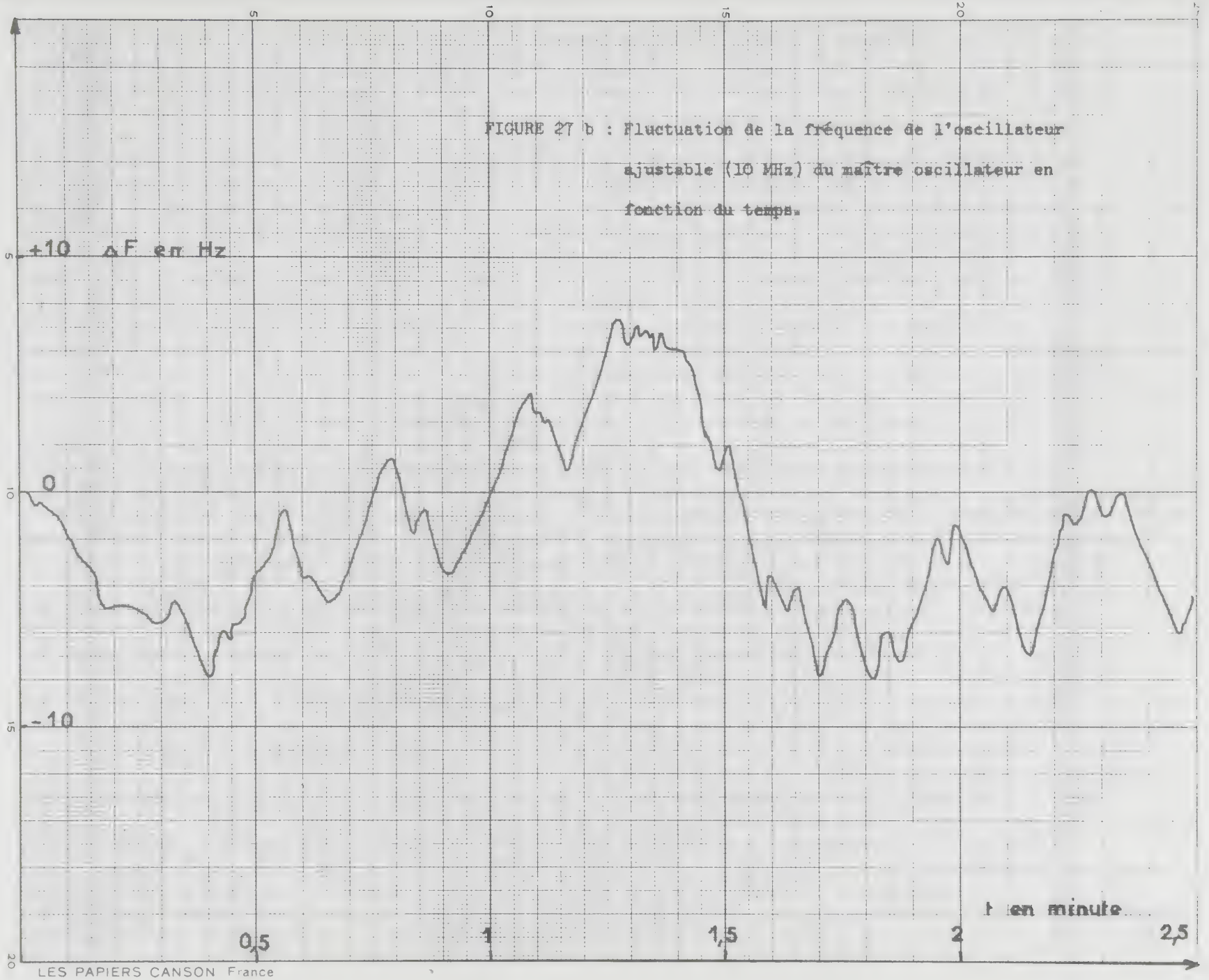


FIGURE 27 a : Dérive en fréquence de l'oscillateur ajustable (10 MHz) du maître oscillateur en fonction du temps.

FIGURE 27 b : Fluctuation de la fréquence de l'oscillateur ajustable (10 MHz) du maître oscillateur en fonction du temps.



LES PAPIERS CANSON France

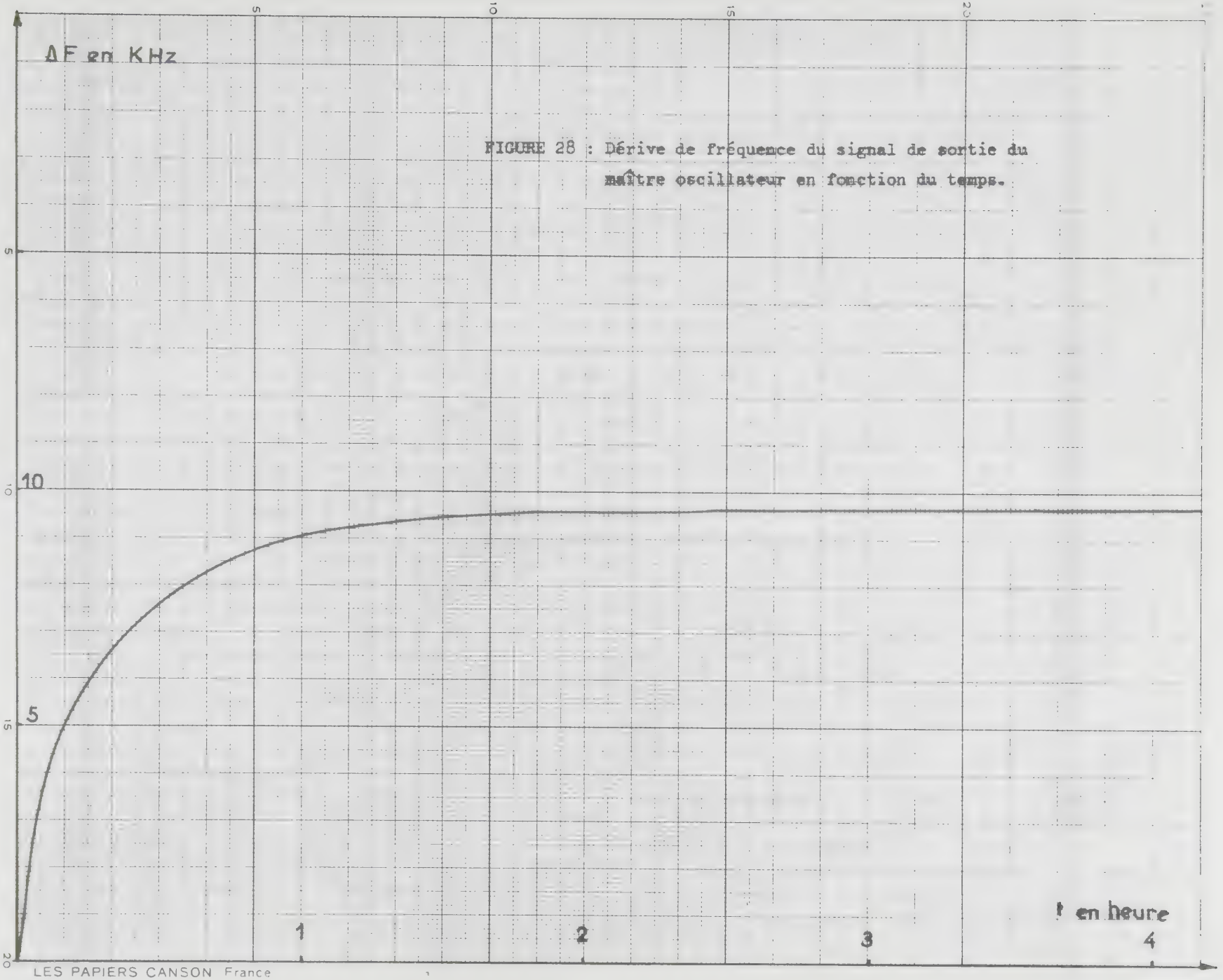
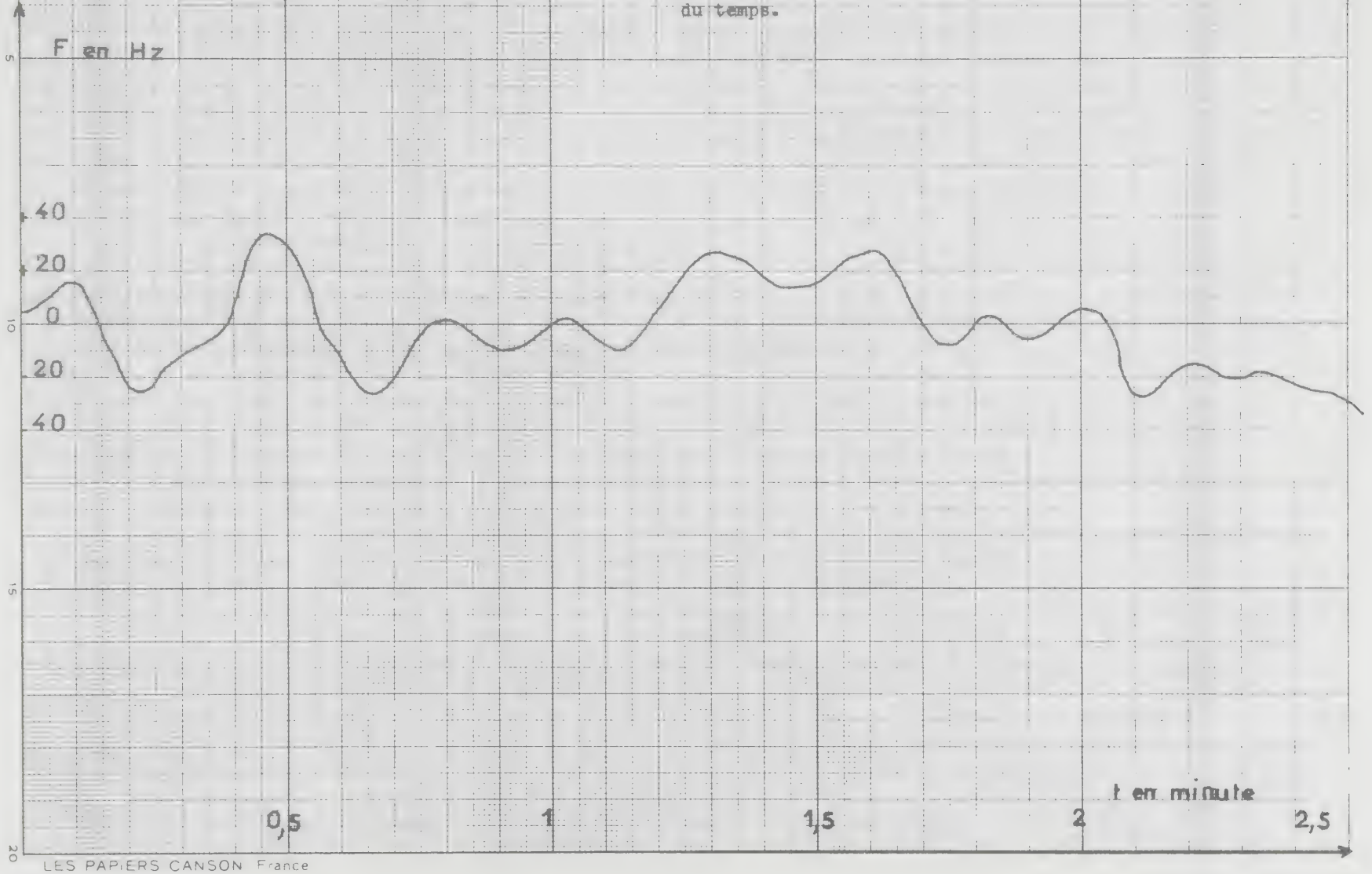


FIGURE 28 : Dérive de fréquence du signal de sortie du maître oscillateur en fonction du temps.

FIGURE 29 : Fluctuation de la fréquence du signal de sortie du maître oscillateur en fonction du temps.



LES PAPIERS CANSON France

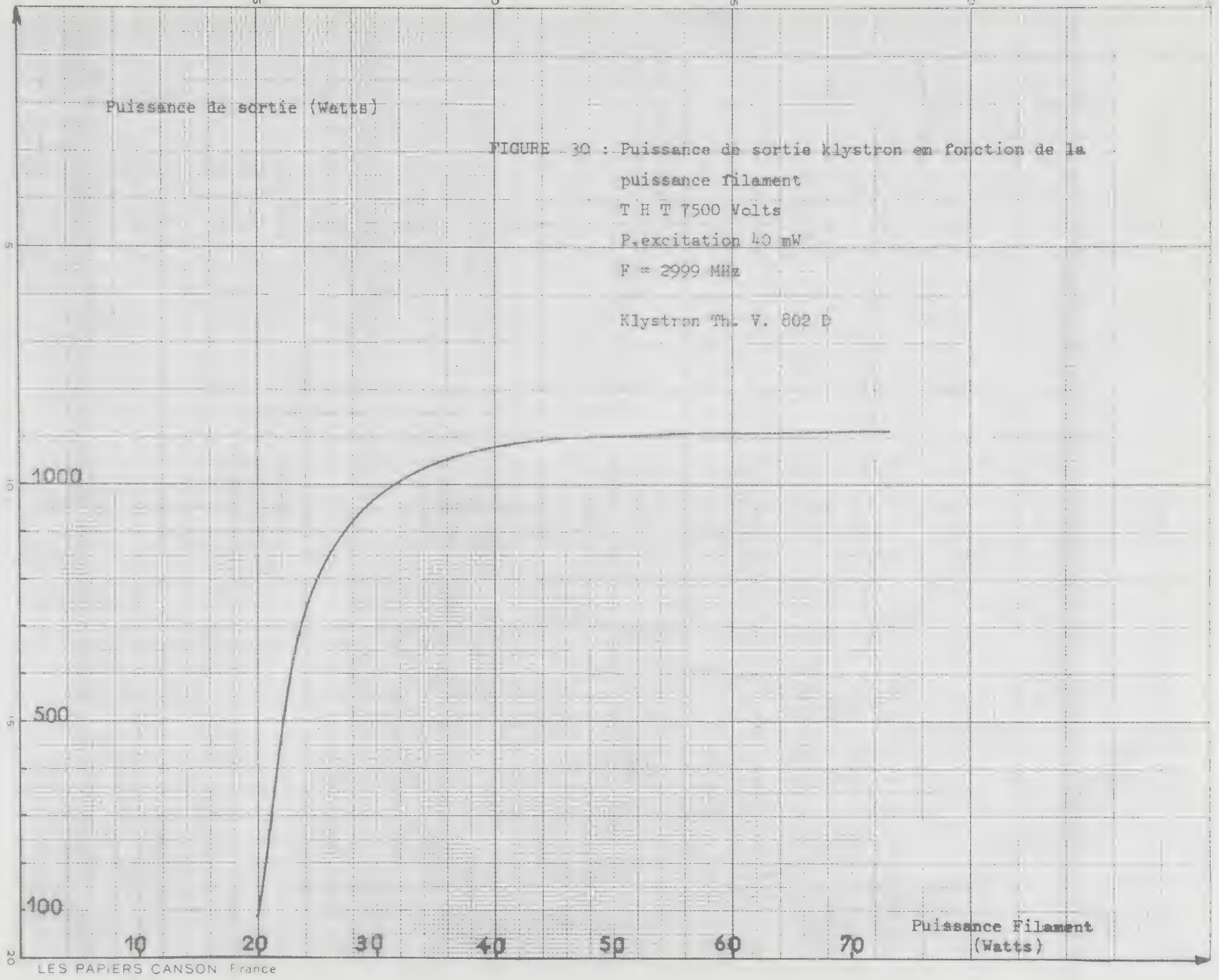


FIGURE 30 : Puissance de sortie klystron en fonction de la puissance filament

T H T 7500 Volts

P. excitation 40 mW

F = 2999 MHz

Klystron Th. V. 802 D

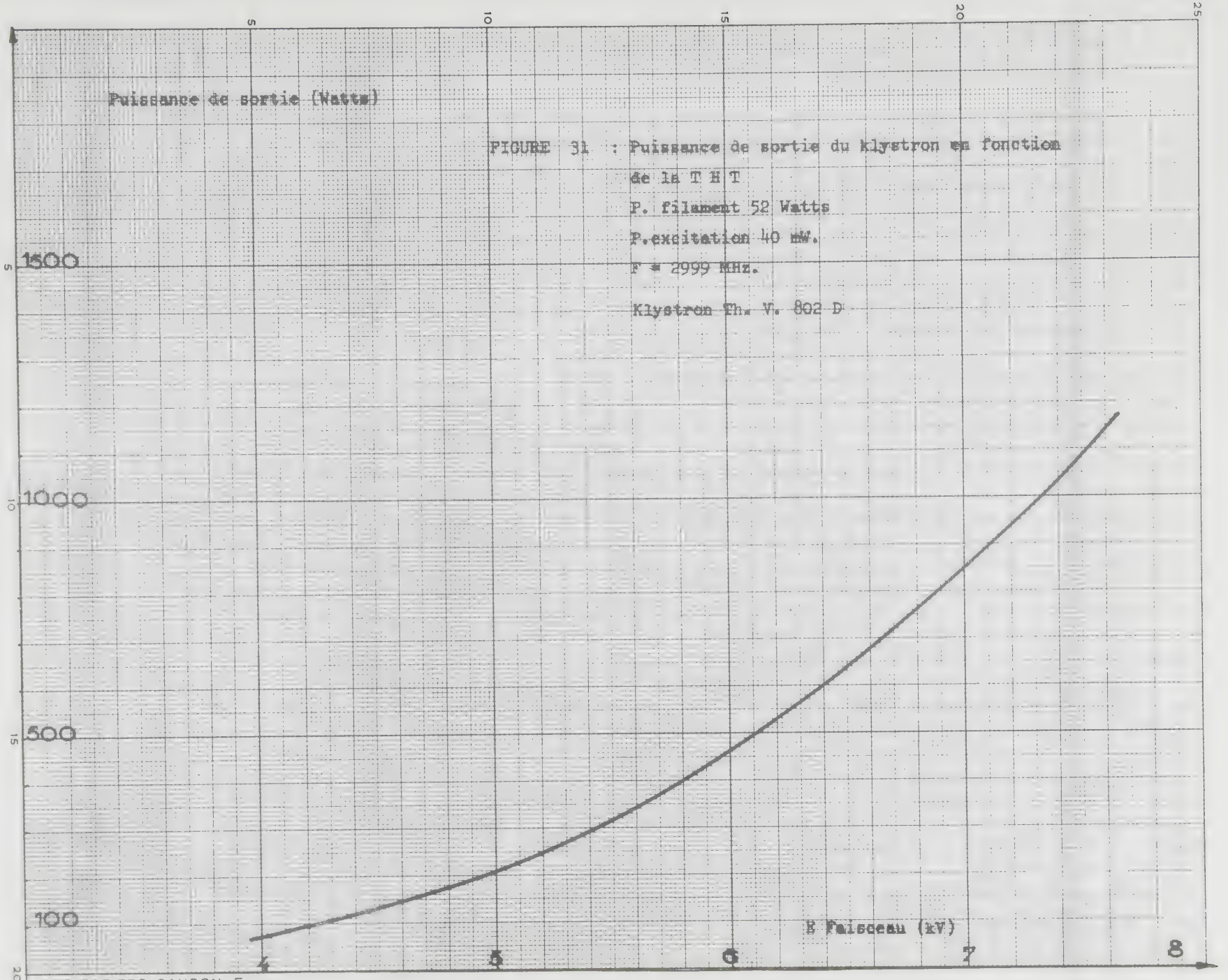


FIGURE 31 : Puissance de sortie du klystron en fonction de la T H T

P. filament 52 Watts

P.excitation 40 mW.

F = 2999 MHz.

Klystron Th. V. 802 D

LES PAPIERS CANSON France

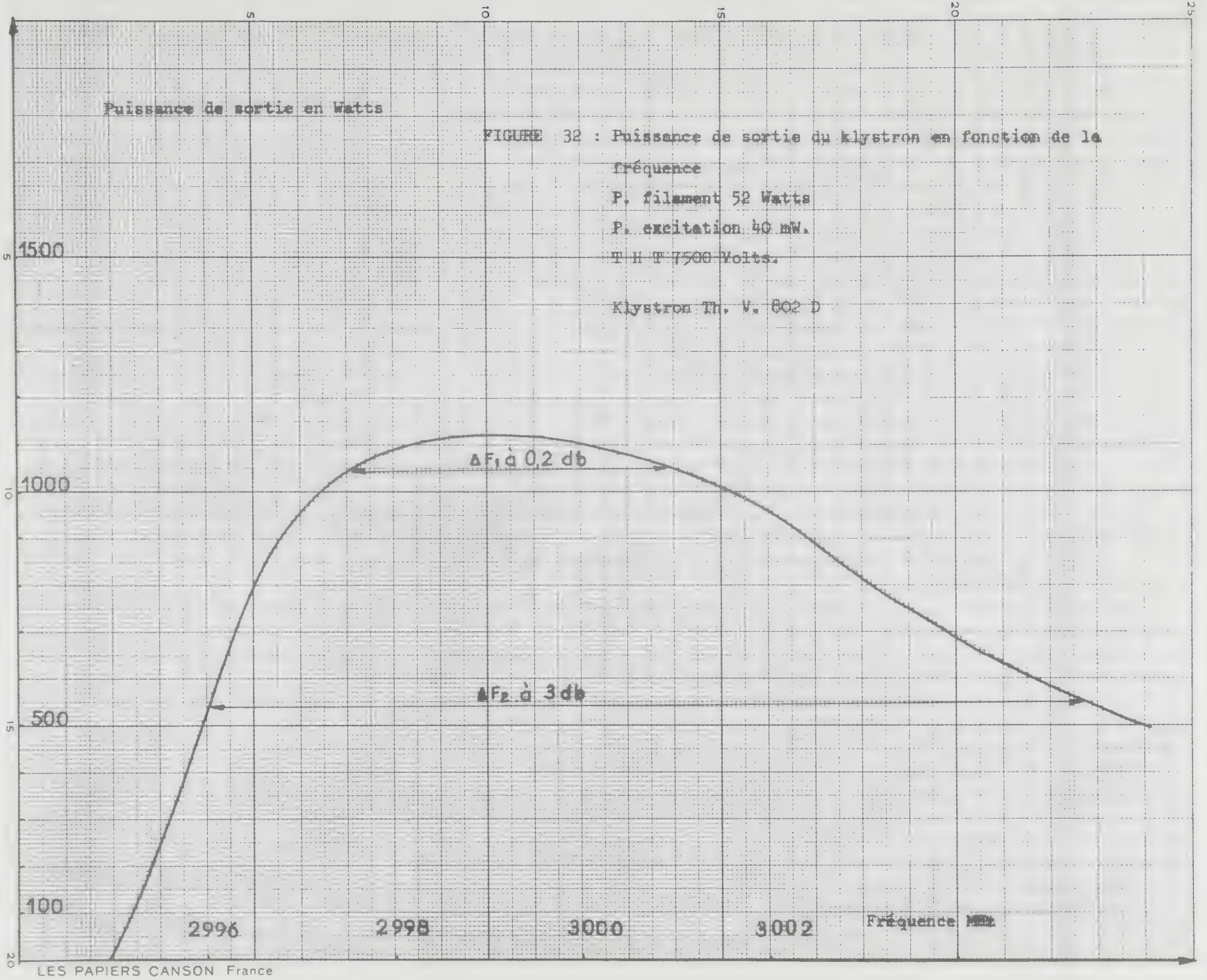


FIGURE 32 : Puissance de sortie du klystron en fonction de la fréquence

P. filament 52 Watts

P. excitation 40 mW.

T H T 7500 Volts.

Klystron Th. V. 802 D

LES PAPIERS CANSON France

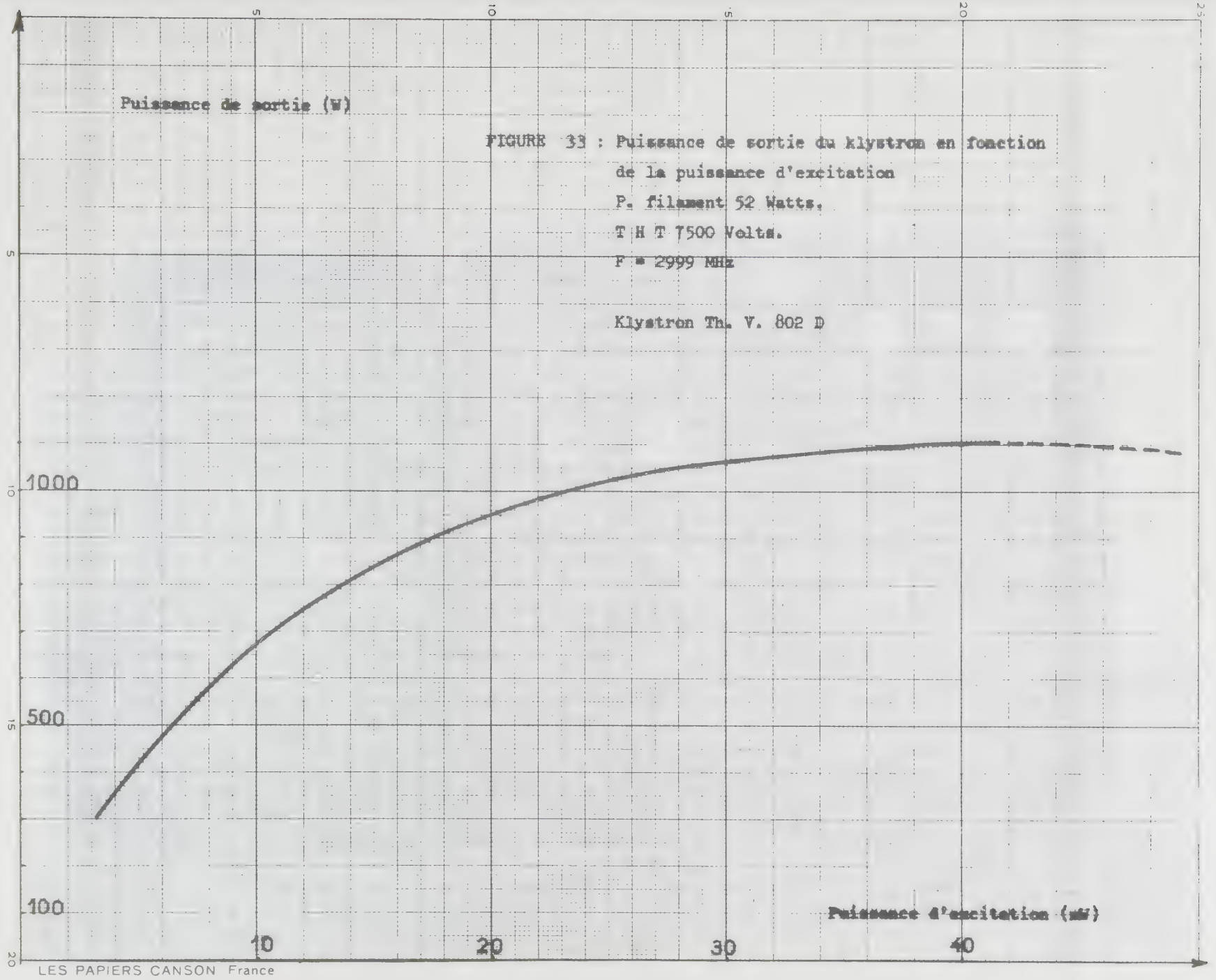
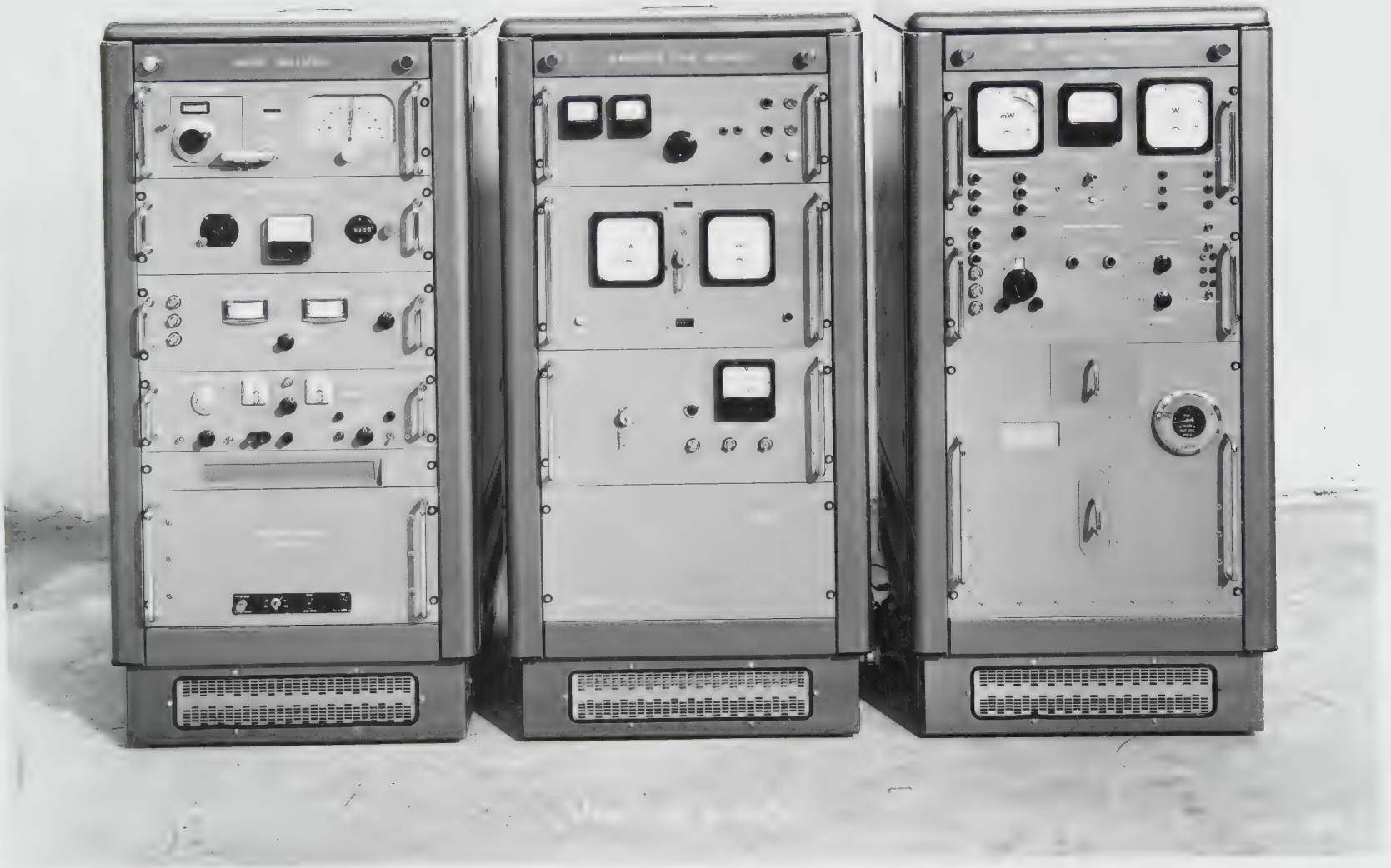
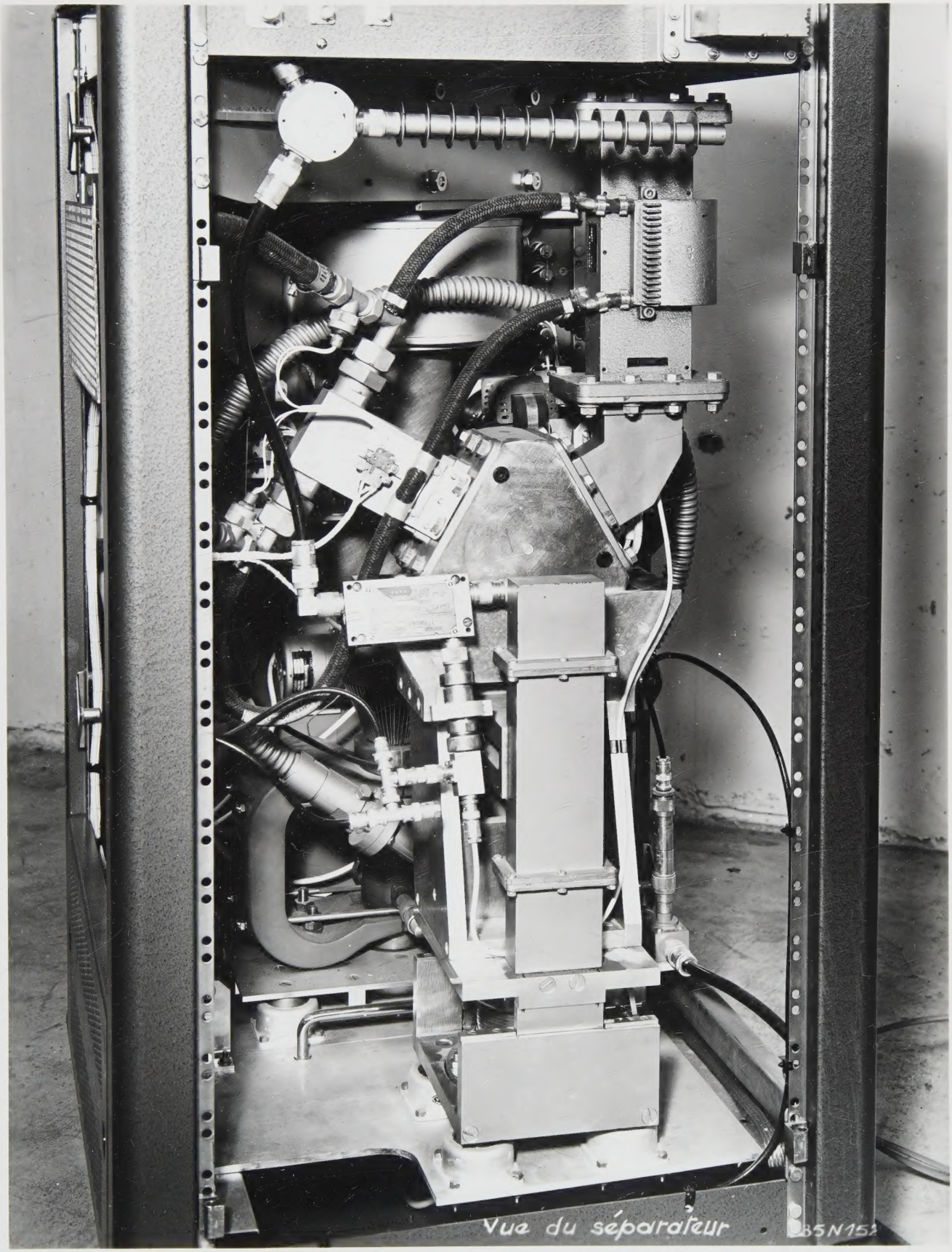


FIGURE 33 : Puissance de sortie du klystron en fonction de la puissance d'excitation
P. filament 52 Watts.
T H T 7500 Volts.
F = 2999 MHz

Klystron Th. V. 802 D





Vue du séparateur

B5N152

Photo-Industrielle
Noire-Couleur
H. BARANGER et
7, Rue Perrel - XIIe
DID. 30-02